

ANÁLISIS DE CONTROLADORES NO LINEALES PARA CONVERTIDOR DC-DC TIPO BUCK-BOOST APLICADO A UN GENERADOR EÓLICO

STEVEN OSPINA HURTADO



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
2019**

ANÁLISIS DE CONTROLADORES NO LINEALES PARA CONVERTIDOR DC-DC TIPO BUCK-BOOST APLICADO A UN GENERADOR EÓLICO

STEVEN OSPINA HURTADO

Tesis presentada como requisito parcial para obtener el título de:
MAGÍSTER EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

DIRECTOR:
EDUARDO GIRALDO SUÁREZ, PhD

GRUPO DE INVESTIGACIÓN:
CONTROL AUTOMÁTICO



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
2019

Nota de Aceptación

Jurado

Jurado

Jurado

Pereira, 2019.

Agradecimientos

Primero agradezco a Dios por el bienestar, por mi familia, y por la vida que me ha enseñado apreciar cada instante compartido con los seres queridos.

Quiero agradecer a mi familia por su permanente cariño y apoyo brindado, y a mis amigos por su espíritu alentador siendo de vital ayuda en los momentos difíciles del proceso de investigación del trabajo de grado.

Expreso mi más sincera gratitud a mi director de trabajo de grado Eduardo Giraldo, por su guía y apoyo en mi formación profesional.

Este nuevo logro es en parte gracias a la Universidad Tecnológica de Pereira y a la Maestría en Ingeniería Eléctrica por la *beca Jorge Roa Martínez*.

Resumen

El presente trabajo muestra el análisis de controladores no lineales en un convertidor de corriente directa (DC), permitiendo la integración de sistemas de energía renovable como lo es la generación eólica a microrredes en DC. Se calcula un modelo reducido del sistema turbina - generador para el desarrollo de simulaciones en el software *MATLAB/Simulink*, haciendo uso del generador síncrono de imanes permanentes (PMSG) de baja potencia con un rectificador no controlado, que se acopla a la microrred a través de un convertidor reductor-elevador.

El estudio de la dinámica no lineal propia del convertidor abre un panorama más profundo en los sistemas electrónicos de potencia, ya que permite indagar en modelos basados en la energía como lo son la dinámica Euler-Lagrange, brindando más conocimiento de la planta a controlar. Técnicas de control no lineal tales como: Linealización exacta por realimentación de estados (FSFL), control por planos deslizantes (SMC), control basado en pasividad (PBC), son estudiadas en este documento con el fin de comparar los resultados de simulación para el control del lazo de corriente promedio de inductor en el convertidor reductor-elevador.

Por último se implementan dos controladores: un control lineal PI (Proporcional-Integral) y un controlador no lineal, en un prototipo físico del convertidor DC-DC con el fin de analizar las ventajas de los métodos no lineales y brindar motivación para continuar con la investigación en el campo del control no lineal.

Índice general

1. Introducción	11
1.1. Objetivos	13
1.1.1. Objetivo General.	13
1.1.2. Objetivos específicos.	13
1.2. Estructura del documento	13
2. Generalidades de los Sistemas de Generación Eólica.	14
2.1. Modelo de la turbina	14
2.2. Modelo del generador síncrono de imanes permanentes	17
2.3. Simulaciones del sistema de generación eólica	19
3. Modelos No Lineales de Convertidores DC-DC	22
3.1. Sistemas dinámicos no lineales	22
3.1.1. Teorema de Lyapunov	23
3.1.2. Teoría de Pasividad	24
3.2. Modelo Euler-Lagrange	25
3.2.1. Convertidor Boost	26
3.2.2. Convertidor Buck-Boost	29
3.3. Dinámica de los ceros del convertidor Buck-Boost	33
3.4. Enfoque de pasividad: Convertidor Buck-Boost	35
4. Control No Lineal	37
4.1. Linealización exacta por realimentación de estados	37
4.2. Control por planos deslizantes	41
4.3. Control Basado en Pasividad Estándar	42
5. Resultados y discusión.	45
5.1. Micro-red DC	45
5.2. Resultados de simulación	47
5.2.1. FSFL	48

5.2.2.	SMC	51
5.2.3.	PBC estándar	53
5.2.4.	Análisis de datos de simulación.	55
5.3.	Análisis datos reales.	55
5.3.1.	Diseño sensor de corriente	56
5.3.2.	Pruebas control lineal	58
5.3.3.	Prueba real PBC	60
6.	Conclusiones y Recomendaciones	62
	Anexo	64
	Anexo A. Código: Python Controladores	65
A.1.	Control PI	65
A.2.	Control Basado en Pasividad	66
	Anexo B. Capturas pruebas reales	68
	Bibliografía	70

Índice de figuras

1.1. Turbina eólica conectada a micro-red DC.	12
2.1. Parque eólico.	14
2.2. Esquema de una turbina eólica.	15
2.3. Simulación para el Coeficiente de potencia vs. λ	16
2.4. PMSG en el marco de referencia dq	19
2.5. Esquema control del ángulo de inclinación (β).	20
2.6. Comportamiento de la Potencia eléctrica.	20
2.7. Simulación con controlador β . a) Perfil de viento. b) Velocidad angular del rotor. c) Torque mecánico de la turbina. d) Torque eléctrico del generador.	21
3.1. Estabilidad en el sentido de Lyapunov.	23
3.2. Convertidor Boost.	26
3.3. Convertidor Boost.	27
3.4. Convertidor Boost.	28
3.5. Convertidor Buck-Boost.	30
3.6. Convertidor Buck-Boost, estados de conmutación.	30
3.7. Sistema de fase no mínima.	34
3.8. Sistema de fase mínima.	35
5.1. Esquema general de configuración del sistema.	47
5.2. Corriente promedio de inductor	49
5.3. FSFL. a) Error cuadrático medio. b) Ciclo de trabajo. c) Voltaje de salida convertidor.	50
5.4. Referencia y Corriente promedio de inductor.	51
5.5. SMC. a) Error cuadrático medio. b) Ciclo de trabajo. c) Voltaje de salida convertidor.	52
5.6. PBC, corriente promedio de inductor	53
5.7. PBC. a) Error cuadrático medio. b) Ciclo de trabajo. c) Voltaje de salida convertidor.	54

5.8. Beaglebone Black, disposición de pines.	56
5.9. Tarjeta USB-6218.	56
5.10. Esquema circuito, sensor de corriente.	57
5.11. Prueba de la toma de datos de corriente.	57
5.12. Control PI: a) Salida controlada vs Referencia. b) Voltaje de salida.	59
5.13. Control PI referencia 2: a) Salida controlada vs Referencia. b) Voltaje de salida.	59
5.14. Control basado en pasividad: a) Corriente promedio vs Referencia. b) Voltaje salida.	60
5.15. Corriente Inductor	61
B.1. Sensor de corriente.	68
B.2. Prototipo Convertidor.	69
B.3. Prototipo Convertidor lazo cerrado.	70
B.4. Gráfica de Labview, control PBC.	70

Índice de tablas

2.1. Parámetros de la turbina eólica.	17
2.2. Parámetros del PMSG.	19
3.1. Parámetros del modelo EL para el convertidor Buck-Boost.	31
5.1. Parámetros convertidor.	48
5.2. Comparación de datos.	55
5.3. Diseño convertidor real.	55

CAPÍTULO 1

Introducción

La generación de energía renovable no sólo es un tópico importante desde el punto de vista de la ingeniería, sino también desde una perspectiva social, con un enfoque económico y medioambiental. El interés por la autoproducción de energía para pequeños consumidores esta creciendo debido al aumento del costo de electricidad, principalmente en países sin producción petrolera y de gas [1].

En la actualidad la energía eólica ha tenido un gran auge en lugares con altas velocidades de viento y ha sido tema de grandes investigaciones a nivel mundial. Las granjas eólicas suelen utilizar sistemas de transmisión de alto voltaje AC (High Voltage AC, HVAC), en especial para transferir la energía de granjas en alta mar a tierra firme [2]. Ahora las nuevas tecnologías y el avance en investigación, ha demostrado que sistemas de transmisión de alto voltaje DC (High Voltage DC, HVDC) son una solución prometedora para el suministro de energía eólica a gran y pequeña escala, por razones tales como: la sección transversal del cable en el caso de HVDC es menor que el caso HVAC para la misma potencia; no hay resonancia entre la capacitancia del cable y la reactancia inductiva de la red; reducidas pérdidas de energía y se puede evitar la potencia reactiva[3] [4].

La generación de energía a través del viento en combinación con sistemas electrónicos de potencia y control de la misma, ha motivado al estudio de nuevas técnicas y al desarrollo de dispositivos más eficientes [5]. Se pueden encontrar varios tipos de generadores para sistemas eólicos tales como: generador síncrono de imán permanente (por sus siglas en inglés, *PMSG*) [6] [7] [8] [9], el generador de inducción de jaula de ardilla (por sus siglas en inglés, *SCIG*) [10] [11], el generador de inducción doblemente alimentado (por sus siglas en inglés, *DFIG*) [12] [13], y generador de inducción de rotor bobinado (por sus siglas en inglés, *WRIG*) [14]. Siendo el generador *PMSG* conocido por su confiabilidad, eficiencia, bajo costo y un menor tamaño en comparación con los generadores mencionados anteriormente [15].

Las pequeñas turbinas eólicas son viables para aplicaciones en micro-redes¹ en DC, ya que pueden estar ubicadas cerca a las áreas habitadas donde turbinas con mayor tamaño no podrían instalarse [16]. La interconexión entre nodos dentro de la micro-red en DC se lleva a cabo gracias a los convertidores en DC-DC [17], los cuales poseen numerosas configuraciones tales como: reductor (Buck), elevador (Boost), reductor-elevador (Buck-Boost). La topología de conexión de una pequeña turbina eólica acoplado en una micro-red en DC, se puede observar en la figura (1.1).

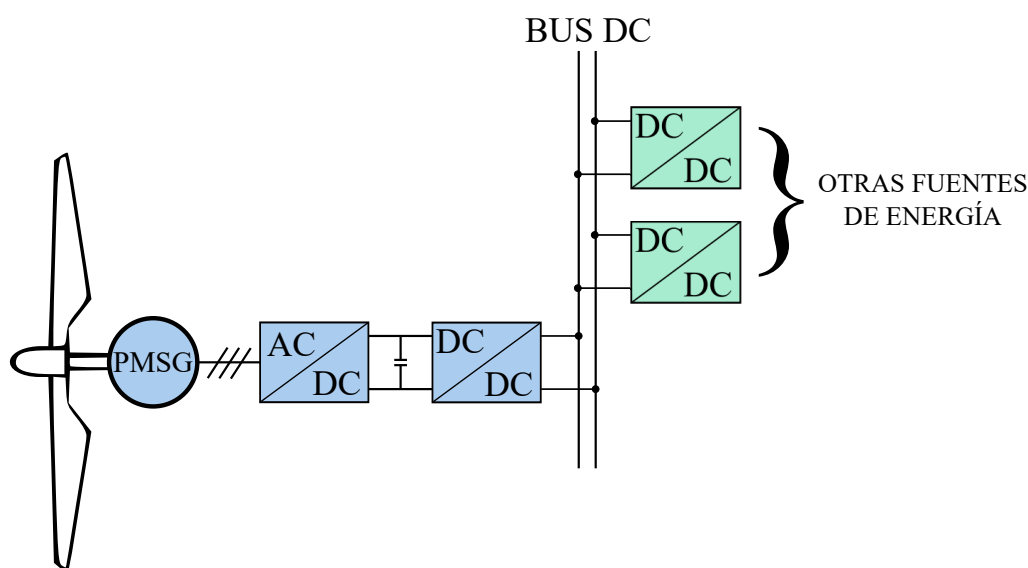


Figura 1.1: Turbina eólica conectada a micro-red DC.

Los convertidores DC-DC entregan una señal confiable para su posterior uso, pero para que dichos sistemas funcionen de manera eficiente se requiere de un exhaustivo diseño matemático y un óptimo sistema de control. El convertidor reductor-elevador (Buck-Boost) tiene una dinámica no-lineal, por lo tanto aplicar técnicas de control lineal solo garantiza estabilidad local, lo que podría ocasionar inconvenientes en su desempeño ante variaciones en sus valores de referencia fuera de ese rango de estabilidad, por esta razón es indispensable analizar técnicas de control no-lineal, a pesar de que requieren un estudio matemático mas exhaustivo.

Existen una gran variedad de controladores no-lineales tales como: control robusto con norma H-infinito [18], control por lógica difusa [19], control por planos deslizantes

¹Un sistema de micro-red consiste en un conjunto de fuentes de generación (fotovoltaica, turbinas eólicas, vehículos eléctricos e incluso generadores basados en combustible) y cargas eléctricas, que pueden funcionar de forma independiente (en isla) o conectadas a la red.

(Sliding Mode Control, *SMC*) [20], control basado en pasividad (PBC), entre otras técnicas básicas de control no lineal que se muestran en [21][22].

Por ende en el presente trabajo se propone el análisis y estudio comparativo de técnicas no-lineales aplicadas en un convertidor reductor-elevador, enfocado en la conexión de una pequeña turbina eólica en una microred en DC.

1.1. Objetivos

1.1.1. Objetivo General.

Implementar técnicas de control no lineal para análisis comparativo de los métodos, sobre un convertidor DC-DC tipo reductor-elevador (Buck-Boost), aplicado a un generador eólico.

1.1.2. Objetivos específicos.

- Analizar sistema de turbina eólica y generador síncrono de imanes permanentes (PMSG).
- Modelar matemáticamente el convertidor reductor-elevador (Buck-Boost), para su análisis no lineal.
- Analizar a través de simulación las técnicas de control no lineal : linealización exacta por realimentación de estados, planos deslizantes y control basado en pasividad.
- Evaluar el desempeño de técnicas de control no lineal implementadas sobre un convertidor reductor-elevador real y compararlas con controladores lineales.

1.2. Estructura del documento

El presente trabajo de grado esta organizado de la siguiente manera: en el capítulo 2 se presenta un análisis de los conceptos básicos para la generación eólica. En el capítulo 3, se presenta el modelamiento dinámico del convertidor reductor-elevador, su enfoque en la teoría de pasividad y su análisis no lineal. Las diferentes técnicas de control no lineal enfocadas en el convertidor reductor-elevador se muestran en el capítulo 4. Los resultados y la discusión del trabajo se pueden observar en el capítulo 5. Por ultimo, en el capítulo 6 se muestran las respectivas conclusiones del proyecto.

CAPÍTULO 2

Generalidades de los Sistemas de Generación Eólica.

En este capítulo se presenta el análisis de un sistema de generación eólica, que incluye el modelo de un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG). Los modelos matemáticos que componen el sistema eólico permiten estudiar el comportamiento físico por medio de simulaciones. La Figura (2.1) muestra un ejemplo de un parque de generación eólico.



Figura 2.1: Parque eólico [23].

Para validar los modelos se utiliza el software MATLAB/Simulink, con el fin de simular la dinámica que representan las ecuaciones matemáticas mostradas en este capítulo.

2.1. Modelo de la turbina

Las turbinas eólicas producen energía por medio de la potencia del viento para conducir un generador eléctrico, extrayendo la energía cinética del área de barrido de las aspas.

La Figura (2.2) muestra un esquema general de una turbina eólica de eje horizontal.



Figura 2.2: Esquema de una turbina eólica [24].

La potencia del flujo del aire esta dada por [12]:

$$P_{aire} = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 \quad (2.1)$$

Donde: ρ es la densidad del aire, A el área de barrido de las aspas, v_w es la velocidad del viento al cubo.

La potencia transferida a la turbina eólica esta limitada al coeficiente de potencia (C_p), quedando la potencia mecánica de la turbina como sigue:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (2.2)$$

Donde el factor λ es una relación de velocidad (tip-speed ratio), determinada por:

$$\lambda = \frac{\omega_m R_t}{v_w} \quad (2.3)$$

Donde ω_t es la velocidad angular del rotor de la turbina, R_t es el radio de la turbina.

Sin embargo, la potencia aprovechada por la turbina esta sesgada por un valor teórico que se define como el limite de Betz, el cual dice que una turbina no puede extraer más del 59.3 % de la potencia de una corriente de aire. En los sistemas reales el valor del

C_p se encuentra entre el rango de 25-45 % [12]. Por lo tanto una aproximación para el coeficiente de potencia esta dado como sigue [9]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12.5}{\lambda_i}} \quad (2.4)$$

Siendo β el ángulo de inclinación (pitch angle) de las aspas. Donde λ_i esta calculado como [9]:

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}} \quad (2.5)$$

La relación de velocidad λ y el coeficiente de potencia C_p , son factores adimensionales y permiten describir el desempeño de una turbina eólica de cualquier tamaño. La figura (2.3), muestra la curva que relaciona el coeficiente de potencia C_p y el factor λ , para diferentes valores del ángulo de inclinación β .

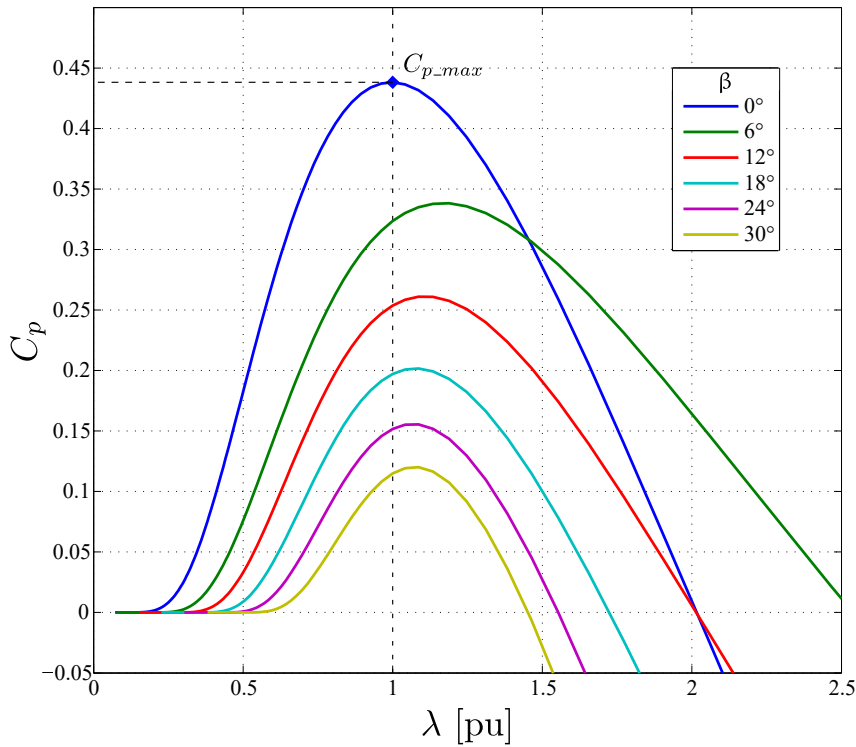


Figura 2.3: Simulación para el Coeficiente de potencia vs. λ

La figura anterior, permite mostrar el máximo coeficiente de potencia (C_{p_max}), que corresponde a un valor óptimo de λ (λ_{opt}).

La ecuación de torque mecánico de la turbina que es relacionada con la velocidad de viento, se muestra como sigue:

$$T_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v_w^2 C_p(\lambda, \beta) / \lambda \quad (2.6)$$

El eje de la turbina tiene una inercia rotacional denominada J_m , para el caso del generador su momento de inercia es J_g , por lo tanto el momento de inercia que une turbina-generador se denomina $J_{eq} = J_m + J_g$. En caso de tener acoplado una caja de engranajes (gearbox), se incluye en el momento inercial la relación de transmisión n_g , el cual quedaría $J_{eq} = J_m + J_g/n_g^2$. De esta forma las ecuaciones que modelan la dinámica del eje, se muestran como sigue [9]:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_m}{dt} &= (T_m - T_e) / J_{eq} \\ \frac{d\theta_m}{dt} &= \omega_m \end{aligned} \quad (2.7)$$

Donde θ_m es el ángulo de rotación; ω_m es la velocidad mecánica angular; T_e es el torque eléctrico del generador.

La tabla 2.1, muestra los parámetros de la turbina eólica usados para las simulaciones que fueron recopilados de [1] y analizados en MATLAB.

PARÁMETRO	VALOR
Velocidad nominal del viento	12 <i>m/s</i>
Velocidad nominal rotor	600 <i>RPM</i>
Radio turbina	0.875 <i>m</i>
Constante de inercia turbina	0.74 <i>Kg · m²</i>
Relación de velocidad λ_{opt}	6.1
Coef. Potencia max.	0.43

Tabla 2.1: Parámetros de la turbina eólica.

2.2. Modelo del generador síncrono de imanes permanentes

El modelo dinámico del generador síncrono de imanes permanentes (PMSG) contiene un sistema trifásico, donde se incluyen variables en cada fase tales como voltajes de estator, corrientes de estator, que son variantes en el tiempo, por ende se aplica la transformada de Park. [8]

En esencia esta transformada permite una proyección de las magnitudes de fase en un marco de referencia síncrono odq , donde las magnitudes en corriente alterna (AC) se transforman en cantidades en corriente directa (DC). La transformación de abc a odq , invariante en potencia se expresa en forma matricial como se muestra a continuación [8]:

$$\begin{bmatrix} u_o \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Donde u pueden ser voltajes, corrientes o flujos (Ψ).

El modelo eléctrico del PMSG en el marco de referencia odq está dado como sigue [9]:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \omega_e \frac{L_q}{L_d}i_q + \frac{1}{L_d}v_d \quad (2.9)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \omega_e \left(\frac{L_d}{L_q}i_d + \frac{1}{L_q}\Psi_0 \right) + \frac{1}{L_q}v_q \quad (2.10)$$

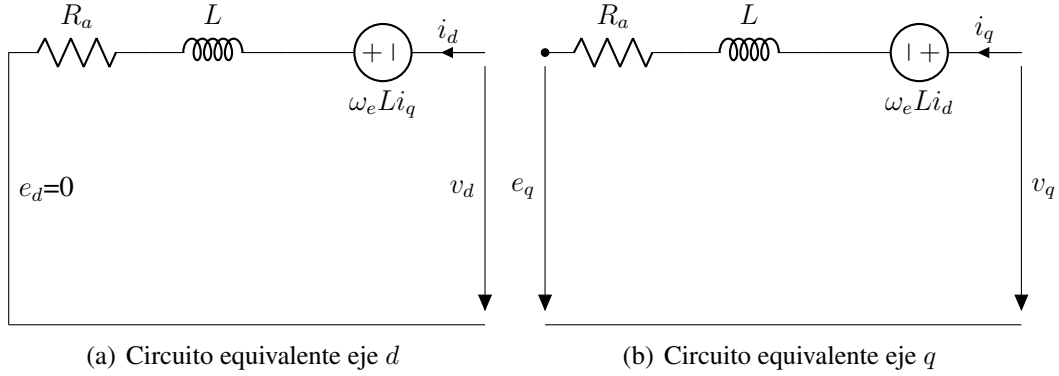
Donde R_s es la resistencia de estator; ω_e es la velocidad de rotación eléctrica que se relaciona con la velocidad mecánica del generador como $\omega_e = n_p\omega_m$, siendo n_p el número de pares de polos; L_d y L_q , son inductancias en el marco de referencia dq ; Ψ_0 es el flujo magnético de los imanes permanentes; v_d y v_q voltaje a través de las cargas en el marco de referencia dq .

Se asume que $L_d = L_q = L$ y se sustituye en (2.9) y (2.10), quedando:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L}v_d \quad (2.11)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_q - \omega_e \left(i_d + \frac{1}{L}\Psi_0 \right) + \frac{1}{L}v_q \quad (2.12)$$

En la siguiente figura se puede observar el circuito equivalente en el marco de referencia dq para el PMSG.

Figura 2.4: PMSG en el marco de referencia dq .

El torque eléctrico producido por el PMSG es [9]:

$$T_e = n_p((L_d - L_q)i_d i_q + i_q \Psi_0) \quad (2.13)$$

Asumiendo que las inductancias en dq son de igual valor, el torque electromagnético presentado en (2.13) puede reescribirse como sigue [8]:

$$T_e = 1.5 n_p i_q \Psi_0 \quad (2.14)$$

Las ecuaciones del modelo de la turbina mostradas en (2.7), permiten complementar el modelo del PMSG mostrado en esta sección. Los parámetros eléctricos del PMSG usados para las simulaciones presentadas en este documento se tomaron de [1], y se muestran en la siguiente tabla:

PARÁMETRO	VALOR
Potencia nominal	2.5 kW
Voltaje nominal	400 V
Velocidad nominal	700 RPM
Resistencia estator	6.03 Ω
Inductancia	0.063 H
Constante de inercia	0.00581 Kg \cdot m ²

Tabla 2.2: Parámetros del PMSG.

2.3. Simulaciones del sistema de generación eólica

Partiendo del modelo de segundo orden mostrado en (2.7), se toman las ecuaciones del modelo del PMSG y el torque eléctrico mostrado en (2.14). Haciendo uso de MATLAB/Simulink para el análisis de la dinámica del sistema compuesto por turbina-generator,

se desarrolla un controlador básico tipo PID para el control del ángulo de inclinación de las aspas, permitiendo así limitar la potencia eléctrica cuando la velocidad del viento sobrepasa el valor nominal. La figura (2.5), muestra el esquema de control para el ángulo de inclinación β .

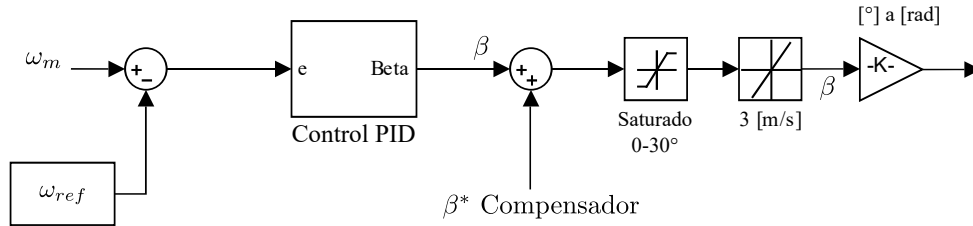


Figura 2.5: Esquema control del ángulo de inclinación (β).

El esquema de configuración del controlador muestra como es saturada la señal del ángulo con el fin de proveer un rango de operación entre $0 - 30^\circ$ y un límite de velocidad de 3 [grados/s] para el actuador que mueve las aspas. La figura (2.6) muestra la potencia eléctrica sin controlador y el comportamiento de la misma con el control PID.

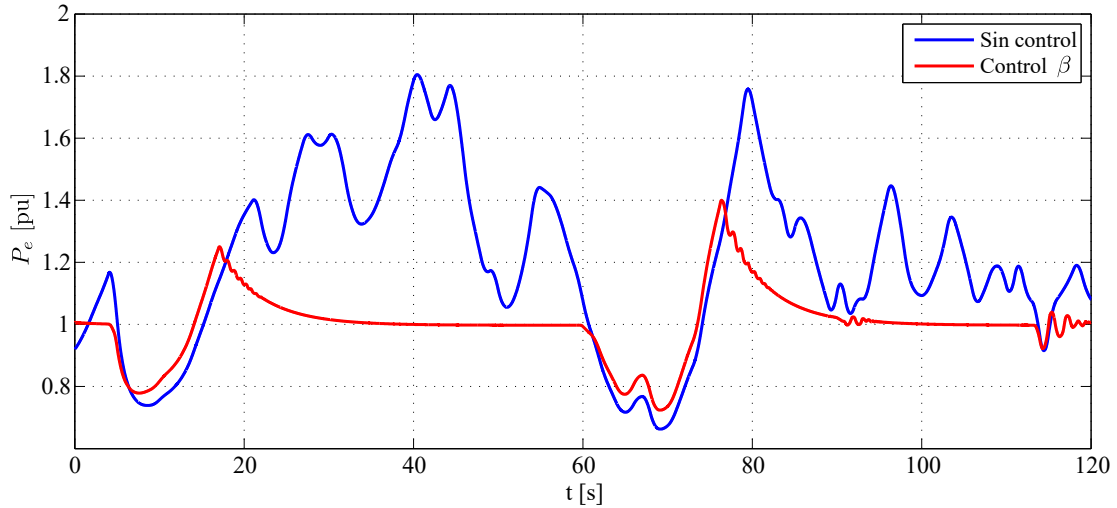


Figura 2.6: Comportamiento de la Potencia eléctrica.

Se puede observar que al controlar el ángulo de inclinación de las aspas se puede regular la potencia entregada a los convertidores y de esta manera evitar que los vientos por encima de la base nominal causen inestabilidad en el sistema. La figura (2.7), muestra las gráficas del sistema de generación eólica simulado con un controlador PID para el ángulo de inclinación de la turbina.

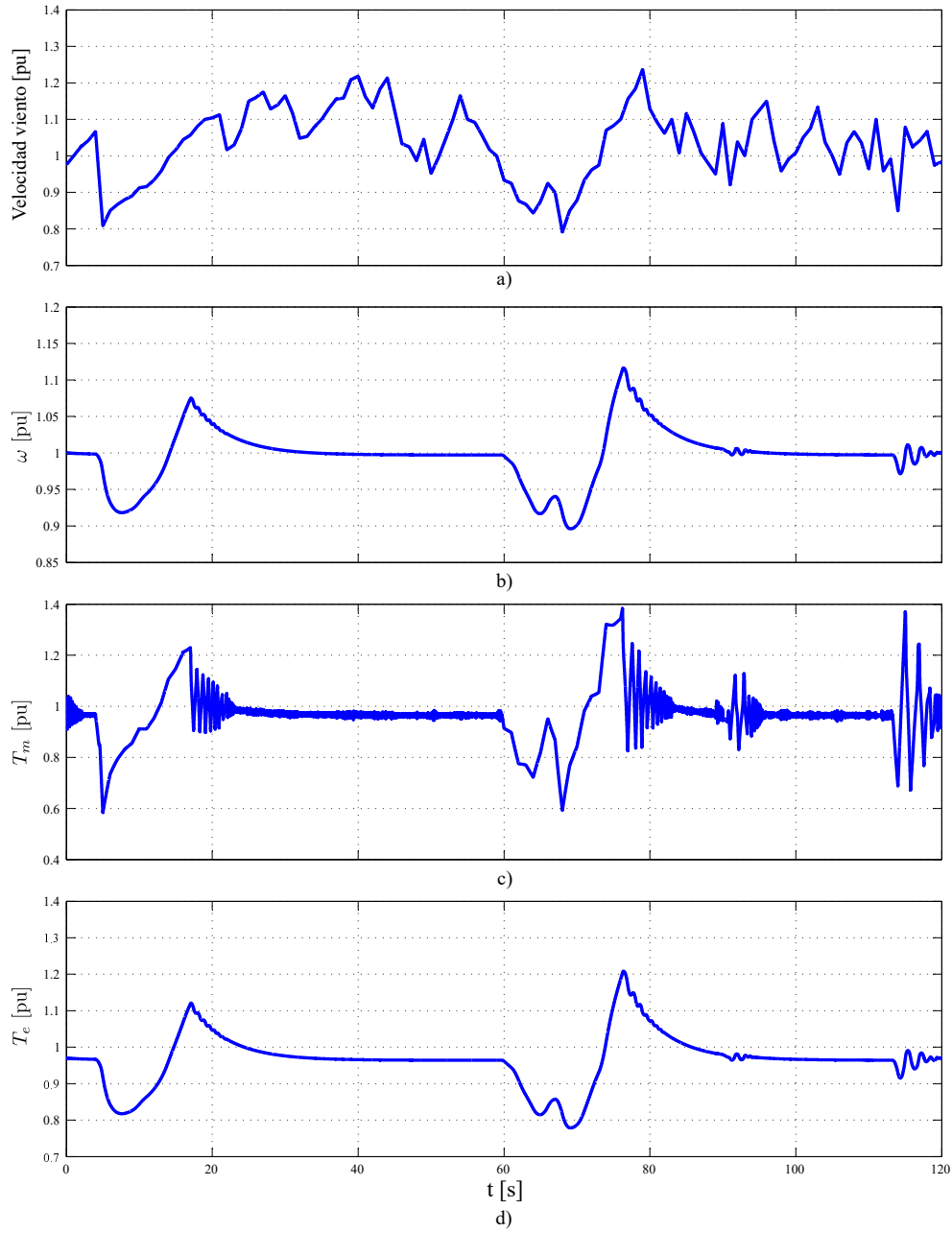


Figura 2.7: Simulación con controlador β . a) Perfil de viento. b) Velocidad angular del rotor. c) Torque mecánico de la turbina. d) Torque eléctrico del generador.

CAPÍTULO 3

Modelos No Lineales de Convertidores DC-DC

3.1. Sistemas dinámicos no lineales

Se considera el sistema no lineal en espacio de estados, representado por la siguiente ecuación:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u \quad (3.1)$$

Con ecuación de salida:

$$y = h(x(t)) \quad (3.2)$$

Donde $x \in \mathcal{X} \subseteq \mathbb{R}^n$ es el vector de estados del sistema, $u \in U \subseteq \mathbb{R}^p$ es el vector de entradas, y con vector de salidas denotado por $y \in Y \subseteq \mathbb{R}^q$. [25]

La estabilidad de esta representación concierne a la dinámica libre cuando la entrada $u = 0$. Se asume que el sistema es autónomo, ya que no presenta dependencia explícita del tiempo, quedando el espacio de estados como sigue:

$$\dot{x} = f(x) \quad (3.3)$$

Donde $x \in \mathcal{D} \subseteq \mathbb{R}^n$ es el vector de estados, $f : \mathcal{D} \rightarrow \mathbb{R}^n$ una función continuamente diferenciable que se mapea en el subconjunto abierto \mathcal{D} de \mathbb{R}^n . [26]

Definición 3.1. (Punto de equilibrio). Se dice que x^* es un punto de equilibrio estable de (3.3), si su solución con condiciones iniciales x_0 es:

$$f(x^*) = 0 \quad (3.4)$$

Esta definición trae consigo el concepto de estabilidad, ya que el punto de equilibrio x^* es estable si para cada $\varepsilon > 0$, existe $\delta = \delta(\varepsilon)$, si la condición inicial $\|x(0)\| < \delta$, para

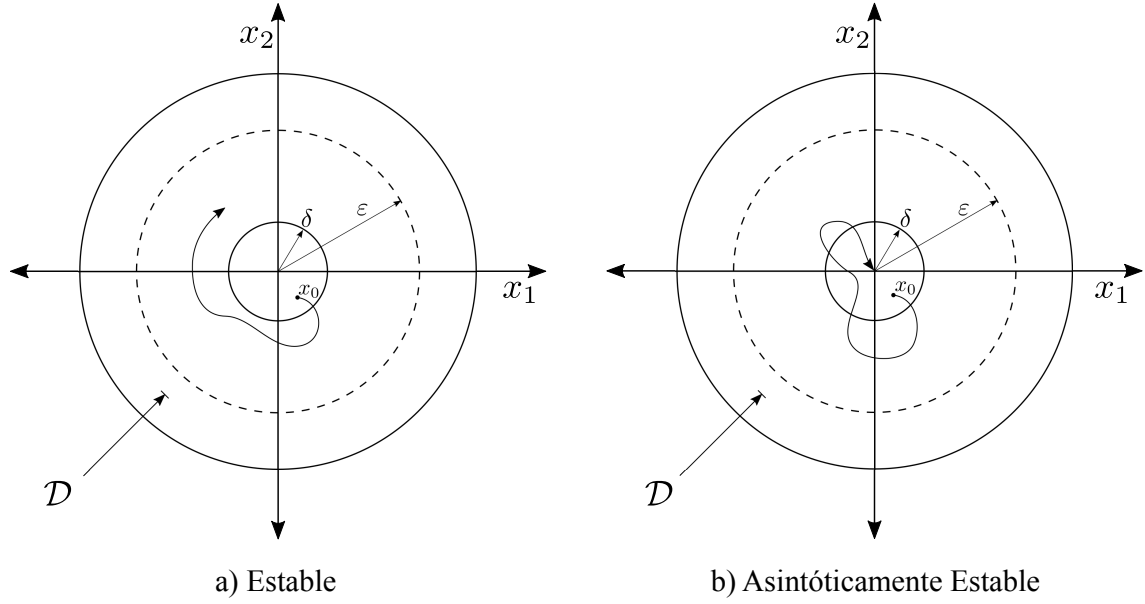


Figura 3.1: Estabilidad en el sentido de Lyapunov.

todo $t \geq 0$, entonces $\|x(t)\| < \varepsilon$, así como se muestra en la Figura (3.1.a).

Si es estable, existe un δ tal que $\|x(0)\| < \delta$ y si además $x(t)$ se aproxima al origen cuando t tiende a infinito ($\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$), se dice que es (localmente) asintóticamente estable, así como se muestra en la figura (3.1.b). [26]

3.1.1. Teorema de Lyapunov

La estabilidad de los sistemas dinámicos permite analizar su comportamiento, es decir, se dice que un sistema es estable, si hay continuidad de las soluciones en función de las condiciones iniciales (x_0) de un vecindario del punto de equilibrio (x^*), uniformemente en el tiempo. Si, además, las soluciones del sistema se aproximan al punto de equilibrio en un intervalo largo de tiempo, se dice que el equilibrio es asintóticamente estable.

Teorema 3.1. *Criterio de estabilidad por Lyapunov. Considere la dinámica no lineal (3.3) donde $f : \mathcal{D} \rightarrow \mathbb{R}^n$, asumiendo que el origen es estable y existe una función continuamente diferenciable $V(x)$ que cumpla:*

$$\begin{aligned} V(0) &= 0 \\ V(x) &> 0, \quad x \in \mathcal{D} \\ \dot{V}(x) &\leq 0 \quad x \in \mathcal{D} \end{aligned} \tag{3.5}$$

Donde $V : \mathcal{D} \rightarrow \mathbb{R}$ es una función de clase C^1 escalar con variable vectorial definida positiva, denominada función de lyapunov continuamente diferenciable, con derivada $\dot{V}(x)$ semidefinida negativa a lo largo de las trayectorias de x .

Teorema 3.2. *Estabilidad Asintótica.* Considere la dinámica no lineal (3.3), asumiendo que existe una función continuamente diferenciable $V : \mathcal{D} \rightarrow \mathbb{R}^n$, tal que:

$$\begin{aligned} V(0) &= 0 \\ V(x) &> 0, \quad x \in \mathcal{D} \\ \dot{V}(x) &< 0, \quad x \in \mathcal{D} \end{aligned} \tag{3.6}$$

Donde V es definida positiva. La solución $x(t) = 0$ es globalmente asintóticamente estable (GAS, siglas en inglés) si para todo $x(0) \in \mathbb{R}^n$, $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$.

Existe un tipo mas fuerte de estabilidad, que se define como sigue:

Definición 3.2. (Exponencialmente estable.) Un sistema es globalmente exponencialmente estable (GES) si y solo si existe una función de lyapunov $V(x)$, tal que:

$$\begin{aligned} \alpha \|x\|^2 &\leq V(x) \leq \beta \|x\|^2, \quad x \in \mathcal{D} \\ \dot{V}(x) &\leq -\rho V(x) \end{aligned} \tag{3.7}$$

Donde $\alpha, \beta, \rho > 0$ constantes escalares. Lo cual implica que:

$$\|x\| \leq \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)^{1/2} \|x(0)\| e^{-(\rho/2)t}; \quad t \geq 0 \tag{3.8}$$

Si la condición anterior solo se cumple para un vecindario de x , se dice que es localmente exponencialmente estable.

3.1.2. Teoría de Pasividad

La dinámica de los sistemas pasivos permiten el entendimiento físico en términos de intercambio de energía a partir de un proceso matemático. La implicación del concepto de pasividad se da en términos del comportamiento entrada-salida. La representación del sistema dinámico viene dada por la siguiente ecuación:

$$\Sigma = \begin{cases} \dot{x} = f(x, u); & u \in U \\ y = h(x, u); & y \in Y \end{cases} \tag{3.9}$$

Definición 3.3. (Razón de suministro). La razón de suministro $w(t) = w(u(t), y(t))$ es una función de valor real en $U \times Y$, tal que para cualquier $u(t) \in U$ y $y(t) \in Y$, $w(t)$ satisface:

$$\int_{t_o}^{t_f} |w(t)| dt < \infty \quad (3.10)$$

Para todo $t_f \geq t_o \geq 0$; donde $w(t) = u^T(t)y(t)$.

Definición 3.4. (Sistemas Pasivos). Se dice que el sistema $\Sigma : u \in U \rightarrow y \in Y$ es pasivo, si es disipativo con respecto a la razón de suministro $w(t)$, y existe una función real no negativa $\mathcal{H}(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^+$, llamada función de almacenamiento, tal que:

$$\mathcal{H}(x) - \mathcal{H}(x_o) \leq \int_{t_o}^{t_f} u^T y dt \quad (3.11)$$

Y la función satisface $\mathcal{H}(0) = 0$. Si la función de almacenamiento es continuamente diferenciable, es decir, de clase C^1 , entonces (3.11) puede reescribirse como:

$$\dot{\mathcal{H}}(x) \leq u^T y \quad (3.12)$$

La interpretación de la desigualdad de pasividad mostrada en (3.12), es que la variación de energía almacenada es menor o igual a la potencia que se relaciona como entrada-salida.

3.2. Modelo Euler-Lagrange

Esta sección presenta el modelo lagrangiano de los convertidores DC-DC, con topologías Boost (Elevador) y el Buck-Boost (Reductor-Elevador). Este enfoque permite encontrar el modelo matemático que describe la dinámica no lineal de estos sistemas conmutados.

Las ecuaciones Euler-Lagrange (EL) para un sistema dinámico con n grados de libertad y coordenadas generalizadas $q \in \mathbb{R}^n$ (cargas eléctricas) y fuerzas externas $Q \in \mathbb{R}^n$, se describen a partir de la siguiente ecuación diferencial no lineal:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}} \right) - \left(\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q} \right) = Q \quad (3.13)$$

Siendo la siguiente ecuación la función lagrangiana:

$$\mathcal{L}(q, \dot{q}) = \mathcal{T}(q, \dot{q}) - \mathcal{V}(q) \quad (3.14)$$

Donde $\mathcal{T}(q, \dot{q})$ es la energía cinética o para el caso eléctrico la co-energía magnética del sistema; la función potencial o la energía del campo eléctrico está denotada por $\mathcal{V}(q)$.

Se consideran fuerzas externas Q : la fuerza de disipación de la forma $-\frac{\partial \mathcal{F}(\dot{q})}{\partial \dot{q}}$, y las fuentes de voltaje de entrada al sistema \mathcal{Q}_q , como se muestra en la siguiente ecuación:

$$Q = -\frac{\partial \mathcal{F}(\dot{q})}{\partial \dot{q}} + \mathcal{Q}_q \quad (3.15)$$

Donde $\mathcal{F}(\dot{q})$ es la cofunción de disipación de Rayleigh.

3.2.1. Convertidor Boost

El convertidor Boost (Elevador) es una de las configuraciones clásicas en convertidores DC-DC, donde la salida de voltaje es mayor que el voltaje de entrada [27]. La siguiente figura muestra el circuito del convertidor.

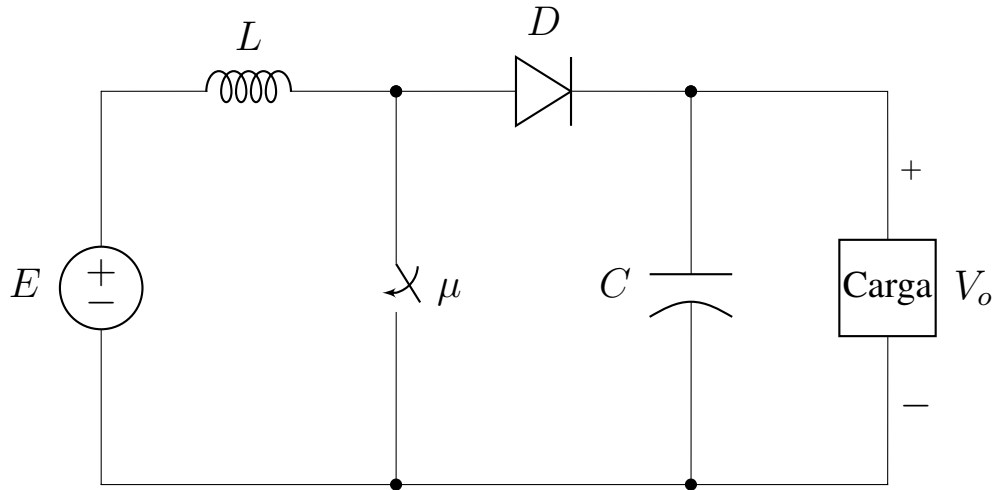


Figura 3.2: Convertidor Boost.

Para la formulación de la dinámica lagrangiana se analiza de manera separada los posibles estados del interruptor $\mu = 1$, $\mu = 0$, con el fin de estudiar los efectos físicos en el circuito. Se forman dos circuitos separados, por lo tanto primero se evalúa el caso $\mu = 1$, como se muestra en la siguiente figura.

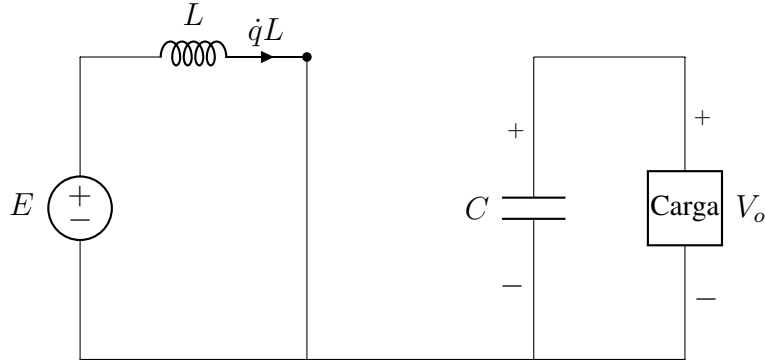


Figura 3.3: Convertidor Boost.

Se definen las funciones de energía que modelan la dinámica en el estado $\mu = 1$, como sigue:

$$\begin{cases} \mathcal{T}_1(\dot{q}) = \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2; & \mathcal{V}_1(q) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\ \mathcal{F}_1 = \frac{1}{2}R(-\dot{q}_C)^2 \end{cases} \quad (3.16)$$

Siendo $\mathcal{T}_1(\dot{q})$ y $\mathcal{V}_1(q)$ la energía cinética y potencial respectivamente. La cofunción de disipación se denota como \mathcal{F}_1 .

Las fuerzas generalizadas asociadas a las coordenadas q_C y q_L son:

$$\begin{cases} \mathcal{Q}_{q_C}^1 = E \\ \mathcal{Q}_{q_L}^1 = 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

Ahora se procede a tomar $\mu = 0$, en este caso la disposición del circuito se puede observar en la figura 3.4.

Al igual que en el caso anterior se definen $\mathcal{T}_0(\dot{q})$ y $\mathcal{V}_0(q)$ como la energía cinética y potencial respectivamente; siendo \mathcal{F}_0 la cofunción de disipación. Como muestra la siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} \mathcal{T}_0(\dot{q}) = \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2; & \mathcal{V}_0(q) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\ \mathcal{F}_0 = \frac{1}{2}R(\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2 \end{cases} \quad (3.18)$$

Las fuerzas generalizadas para $\mu = 0$ asociadas a las coordenadas q_C y q_L son:

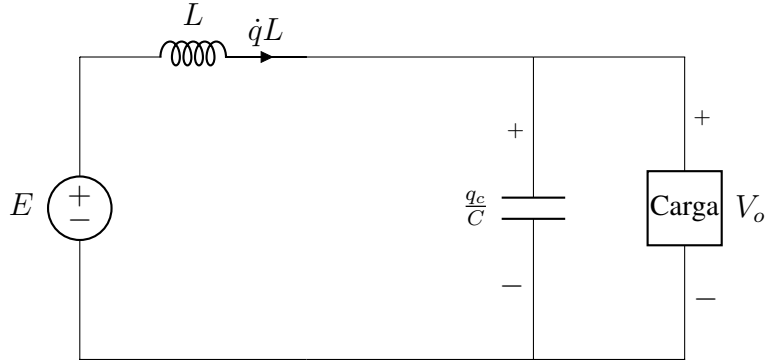


Figura 3.4: Convertidor Boost.

$$\begin{cases} \mathcal{Q}_{qC}^0 = E \\ \mathcal{Q}_{qL}^0 = 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

Las funciones se unen en un sistema bilineal, donde la cofunción de disipación de Rayleigh es la que se ve afectada por la conmutación del interruptor.

$$\mu(t) = \begin{cases} 1, & \text{Interruptor conduce} \\ 0, & \text{Interruptor no conduce} \end{cases} \quad (3.20)$$

Quedando entonces el conjunto de parámetros para el sistema Euler-Lagrange, así:

$$\mathcal{T}_\mu(\dot{q}) = \frac{1}{2} L \dot{q}_L^2 \quad (3.21)$$

$$\mathcal{V}_\mu(q) = \frac{1}{2C} q_C^2 \quad (3.22)$$

$$\mathcal{F}_\mu = \frac{1}{2} R (\dot{q}_L (1 - \mu) - \dot{q}_C)^2 \quad (3.23)$$

$$\mathcal{Q}_{qC}^\mu = E; \quad \mathcal{Q}_{qL}^\mu = 0 \quad (3.24)$$

La conmutación del interruptor no afecta las funciones de coenergía magnética (\mathcal{T}) y de campo eléctrico (\mathcal{V}) para los parámetros EL, de esta manera se puede escribir la función lagrangiana basado en el μ , como muestra la siguiente ecuación:

$$\mathcal{L}_\mu = \mathcal{T}_\mu(\dot{q}_L) - \mathcal{V}_\mu(q_C) \quad (3.25)$$

Reemplazando términos se tiene:

$$\mathcal{L}_\mu = \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2 - \frac{1}{2C}q_C^2 \quad (3.26)$$

Utilizando la ecuación 3.13, el sistema EL queda así:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathcal{L}_\mu}{\partial \dot{q}_L} \right) - \left(\frac{\partial \mathcal{L}_\mu}{\partial q_L} \right) = -\frac{\partial \mathcal{F}_\mu(\dot{q})}{\partial \dot{q}_L} + \mathcal{Q}_{qL}^\mu \quad (3.27)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \mathcal{L}_\mu}{\partial \dot{q}_C} \right) - \left(\frac{\partial \mathcal{L}_\mu}{\partial q_C} \right) = -\frac{\partial \mathcal{F}_\mu(\dot{q})}{\partial \dot{q}_C} + \mathcal{Q}_{qC}^\mu \quad (3.28)$$

Haciendo las respectivas derivadas a la función lagrangiana 3.26, las ecuaciones EL dan como resultado:

$$L\ddot{q}_L = -R(1 - \mu)[(1 - \mu)\dot{q}_L - \dot{q}_C] + E \quad (3.29)$$

$$-\frac{1}{C}q_C = -R[(1 - \mu)\dot{q}_L - \dot{q}_C] + 0 \quad (3.30)$$

Se despeja \dot{q}_C de (3.30) y se reemplaza en (3.29). Finalmente el modelo no lineal conmutado para el convertidor Boost queda:

$$\ddot{q}_L = -(1 - \mu)\frac{q_C}{LC} + \frac{E}{L} \quad (3.31)$$

$$\dot{q}_C = -\frac{1}{RC}q_C + (1 - \mu)\dot{q}_L \quad (3.32)$$

3.2.2. Convertidor Buck-Boost

El convertidor Buck-Boost permite reducir o elevar el valor de voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada, además esta topología es inversora en su salida [27]. La configuración de este convertidor se observa en la Figura (3.5).

Como se hizo para la topología del convertidor elevador, se analizan los efectos de la conmutación para el Buck-Boost. La Figura (3.6) muestra la configuración de los dos estados del interruptor ($\mu = 1$ y $\mu = 0$).

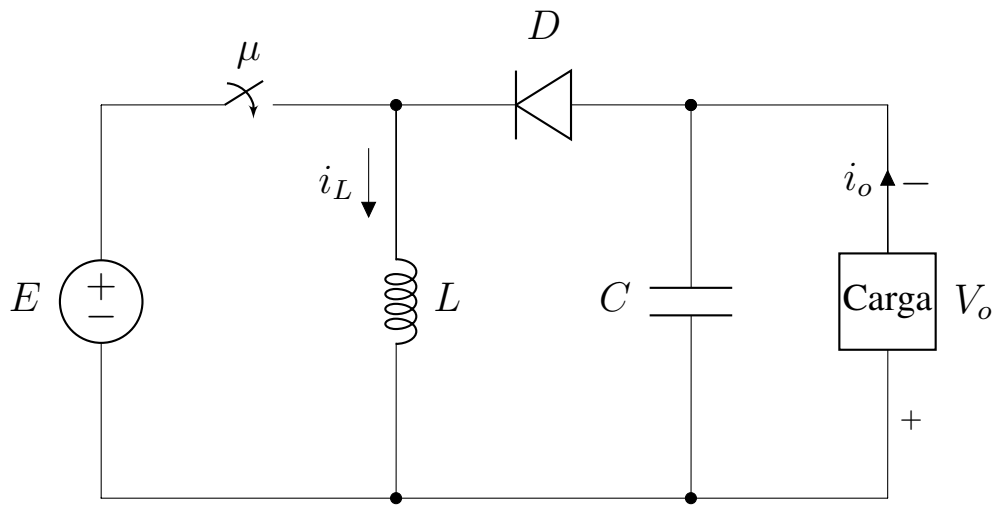


Figura 3.5: Convertidor Buck-Boost.

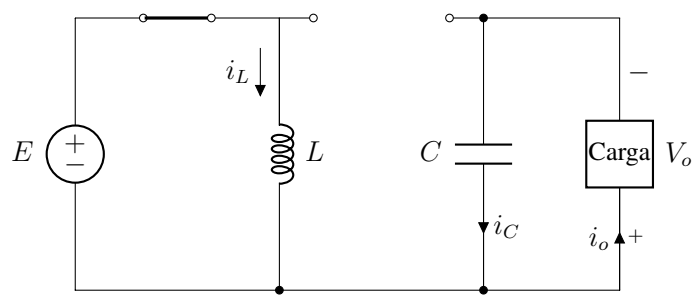
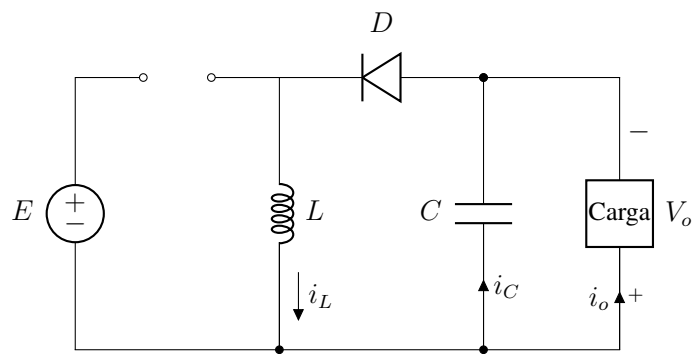

 (a) Configuración $\mu = 1$

 (b) Configuración $\mu = 0$

Figura 3.6: Convertidor Buck-Boost, estados de conmutación.

Las ecuaciones características del convertidor buck-boost, que modelan ambos casos de conmutación de μ , se presentan en la Tabla 3.1.

PARÁMETROS EL	$\mu = 1$	$\mu = 0$
Energía Cinética	$\mathcal{T}_1(\dot{q}) = \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2$	$\mathcal{T}_0(\dot{q}) = \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2$
Energía Potencial	$\mathcal{V}_1(q) = \frac{1}{2C}q_C^2$	$\mathcal{V}_0(q) = \frac{1}{2C}q_C^2$
Fuerza de Disipación	$\mathcal{F}_1 = \frac{1}{2}R(-\dot{q}_C)^2$	$\mathcal{F}_0 = \frac{1}{2}R(-\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2$
Fuerzas externas	$\mathcal{Q}_{qC}^1 = E; \quad \mathcal{Q}_{qL}^1 = 0$	$\mathcal{Q}_{qC}^0 = 0; \quad \mathcal{Q}_{qL}^0 = 0$

Tabla 3.1: Parámetros del modelo EL para el convertidor Buck-Boost.

La función lagrangiana se muestra en la siguiente ecuación:

$$\mathcal{L}(q, \dot{q}) = \frac{1}{2}L\dot{q}_L^2 - \frac{1}{2C}q_C^2 \quad (3.33)$$

Partiendo de la ecuación (3.13) y derivando parcialmente la ecuación (3.33), se tiene el conjunto de ecuaciones EL como sigue:

$$L\ddot{q}_L = R(1 - \mu)[-(1 - \mu)\dot{q}_L - \dot{q}_C] + E\mu \quad (3.34)$$

$$\frac{1}{C}q_C = -R[(1 - \mu)\dot{q}_L - \dot{q}_C] \quad (3.35)$$

Despejando \dot{q}_C de (3.35) y reemplazando en (3.34), las ecuaciones diferenciales no lineales del modelo conmutado para el convertidor Buck-Boost son:

$$\ddot{q}_L = \frac{q_C}{LC}(1 - \mu) + \frac{E}{L}\mu \quad (3.36)$$

$$\dot{q}_C = -\frac{1}{RC}q_C - (1 - \mu)\dot{q}_L \quad (3.37)$$

Por lo tanto los estados lógicos denotados μ , se hallan con la razón de trabajo $u(t_k)$ que indican el lapso de tiempo $t_k \leq t < u(t_k)T$ para el nivel lógico $\mu(t) = 1$; en el nivel lógico cero (0) el lapso de tiempo es $t_k + u(t_k)T \leq t < t_k + T$ [28]. Donde T es el periodo de la señal del modulador por ancho de pulsos (por sus siglas en inglés, PWM). La función se presenta a continuación:

$$\mu(t) = \begin{cases} 1, & \text{Para } t_k \leq t \leq t_k + u(t_k)T \\ 0, & \text{Para } t_k + u(t_k)T \leq t \leq t_k + T \end{cases} \quad (3.38)$$

Se procede a promediar el siguiente modelo no lineal conmutado:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))\mu \quad (3.39)$$

Integrando la ecuación diferencial (3.39) en el intervalo de tiempo correspondiente al caso de $\mu = 1$, se tiene:

$$x(t_k + u(x(t_k))T) - x(t_k) = \int_{t_k}^{t_k + u(x(t_k))T} [f(x(\sigma)) + g(x(\sigma))] d\sigma \quad (3.40)$$

Por otra parte se integra (3.39), ahora para el caso $\mu = 0$, como sigue:

$$x(t_k + T) - x(t_k + u(x(t_k))T) = \int_{t_k + u(x(t_k))T}^{t_k + T} f(x(\sigma)) d\sigma \quad (3.41)$$

Ahora se procede a despejar $x(t_k + u(x(t_k))T)$ de (3.40), y se reemplaza en (3.41); organizando la ecuación queda así:

$$x(t_k + T) - x(t_k) = \int_{t_k}^{t_k + u(x(t_k))T} [f(x(\sigma)) + g(x(\sigma))] d\sigma + \int_{t_k + u(x(t_k))T}^{t_k + T} f(x(\sigma)) d\sigma \quad (3.42)$$

De la ecuación anterior se observa que la función $f(x)$ se encuentra en todo el intervalo de tiempo, mientras que $g(x)$ solo se ve afectada por el intervalo de conmutación $\mu = 1$, debido a esto se reescribe la ecuación y se toma el instante de tiempo t_k como el valor genérico de t , obteniéndose [28]:

$$x(t + T) - x(t) = \int_t^{t+T} f(x(\sigma)) d\sigma + \int_{t+T}^{t+u(x(t))T} g(x(\sigma)) d\sigma \quad (3.43)$$

Ahora dividiendo por el periodo de conmutación T y tomando el limite cuando $T \rightarrow 0$, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} [x(t + T) - x(t)] = \lim_{T \rightarrow 0} \left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(x(\sigma)) d\sigma + \frac{1}{T} \int_{t+T}^{t+u(x(t))T} g(x(\sigma)) d\sigma \right] \quad (3.44)$$

Resolviendo la ecuación anterior se llega al modelo promediado no lineal en espacio de estados:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u \quad (3.45)$$

Siguiendo la idea del procedimiento anterior para llegar al modelo promediado, se toman las ecuaciones del modelo conmutado del convertidor Buck-Boost y se procede a promediar su modelo, quedando así:

$$\ddot{q}_L = \frac{q_C}{LC}(1 - u) + \frac{E}{L}u \quad (3.46)$$

$$\dot{q}_C = -\frac{1}{RC}q_C - (1 - u)\dot{q}_L \quad (3.47)$$

Ahora se procede con el cambio de variable para el sistema en espacio de estados, donde $z_1 = \dot{q}_L$ es la corriente promedio de inductor, $z_2 = q_C/C$ es el voltaje promedio de salida del capacitor. Se denota con z en vez de x las variables de estado, para diferenciar el modelo promediado en el convertidor:

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{L}(1-u)z_2 + \frac{E}{L}u \quad (3.48)$$

$$\dot{z}_2 = -\frac{1}{RC}z_2 - \frac{1}{C}(1-u)z_1 \quad (3.49)$$

3.3. Dinámica de los ceros del convertidor Buck-Boost

La *dinámica cero* de un sistema no lineal, es la que esta sujeta a su dinámica interna y a la restricción $y(t) = 0$. Por lo tanto se habla del concepto de sistema de *fase mínima* si su *dinámica cero* es asintóticamente estable, mientras que se dice que es *críticamente de fase mínima* si es estable en el sentido de lyapunov. Esto quiere decir que si su dinámica cero es inestable se denomina *sistema de fase no mínima*.

Para el análisis de la estabilidad de la dinámica cero, se asume el caso en el que la salida es igual al voltaje de capacitor, $y = z_2$. De (3.49) se despeja z_1 :

$$z_1 = -\frac{(RC\dot{z}_2 + z_2)}{R(1-u)} \quad (3.50)$$

Ahora se deriva (3.50), quedando como sigue:

$$\dot{z}_1 = -\frac{(RC\ddot{z}_2 + \dot{z}_2)}{R(1-u)} - \frac{(RC\dot{z}_2 + z_2)}{R(1-u)^2}\dot{u} \quad (3.51)$$

Reemplazando (3.51) en (3.48), de esta manera se elimina z_1 del sistema de ecuaciones diferenciales:

$$-\frac{RC}{R(1-u)}\ddot{z}_2 - \left(\frac{1}{R(1-u)} + \frac{RC\dot{u}}{R(1-u)^2}\right)\dot{z}_2 - \left(\frac{\dot{u}}{R(1-u)^2} + \frac{(1-u)}{L}\right)z_2 = \frac{E}{L}u \quad (3.52)$$

Esta representación entrada-salida, expone la dinámica remanente en el punto de equilibrio $z_2 = Z_{2d}$, que se obtiene al hacer $\ddot{z}_2 = 0$ y $\dot{z}_2 = 0$; la ecuación diferencial resultante al despejar en función de \dot{u} , queda como sigue:

$$\dot{u} = -\frac{R(1-u)^2(Eu + (1-u)Z_{2d})}{LZ_{2d}} \quad (3.53)$$

Donde los puntos de equilibrio se dan en $U = 1$, $U = \mathcal{Z}_{2d}/(\mathcal{Z}_{2d} - E)$, siendo estos equilibrios inestables. La figura (3.7), muestra el comportamiento de la dinámica remanente de la razón de trabajo justificando que el sistema es de *fase no mínima* al ser inestable el comportamiento de los ceros cuando la salida es el voltaje promedio de capacitor.

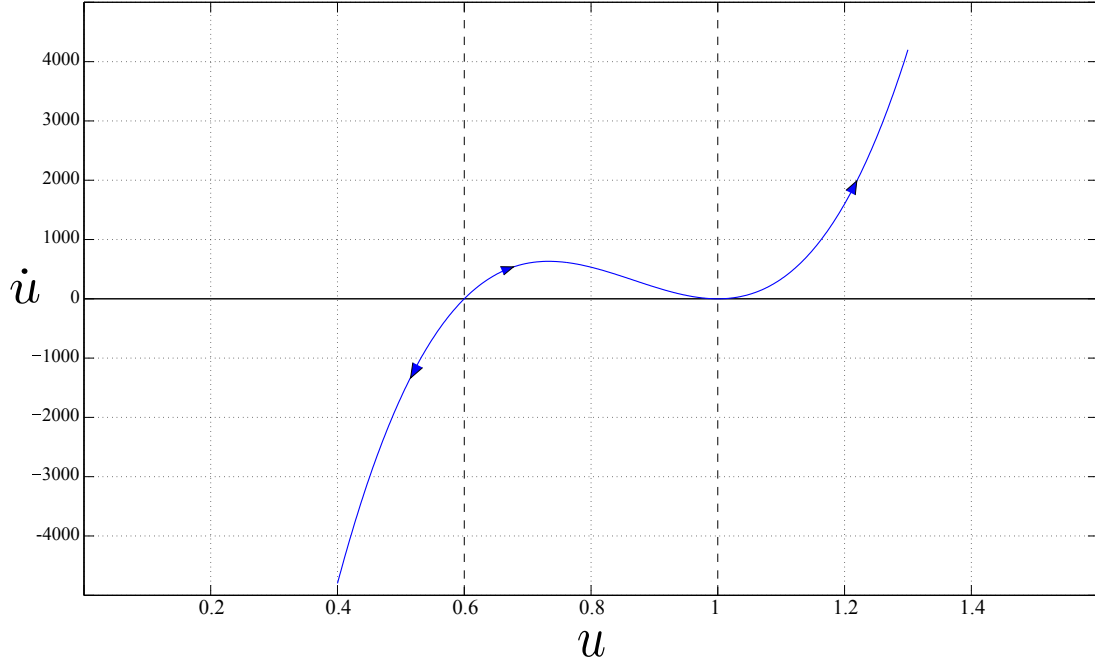


Figura 3.7: Sistema de fase no mínima.

La corriente promedio de inductor para el nuevo estudio del comportamiento de los ceros, se toma como la salida $y = z_1$, y se procede a despejar z_2 de (3.48), así:

$$z_2 = \frac{(\dot{z}_1 L - Eu)}{(1 - u)} \quad (3.54)$$

Se deriva (3.54), quedando:

$$\dot{z}_2 = \frac{L\ddot{z}_1}{(1 - u)} + \frac{L\dot{z}_1\dot{u}}{(1 - u)^2} - \frac{E\dot{u}}{(1 - u)^2} \quad (3.55)$$

Para eliminar z_2 de la ecuación diferencial se reemplaza (3.55) y (3.54) en (3.49).

$$\frac{L}{(1 - u)}\ddot{z}_1 + \left(\frac{L\dot{u}}{(1 - u)^2} + \frac{L}{RC(1 - u)} \right) \dot{z}_1 + \frac{(1 - u)z_1}{C} = \frac{Eu}{RC(1 - u)} + \frac{E\dot{u}}{(1 - u)^2} \quad (3.56)$$

Para obtener la dinámica de los ceros de la representación entrada-salida se toma el punto de equilibrio $z_1 = \mathcal{Z}_{1d}$ y haciendo $\ddot{z}_1 = 0$, $\dot{z}_1 = 0$, se llega a la siguiente ecuación:

$$\dot{u} = \left(\frac{(1-u)}{C} \mathcal{Z}_{1d} - \frac{Eu}{RC(1-u)} \right) \frac{(1-u)^2}{E} \quad (3.57)$$

Donde la ecuación anterior contiene 3 puntos de equilibrio:

$$U_1 = 1 \quad (3.58)$$

$$U_{2,3} = \frac{(2\mathcal{Z}_{1d}R+E) \pm \sqrt{E(4\mathcal{Z}_{1d}R+E)}}{2\mathcal{Z}_{1d}R}$$

El diagrama de fase que corresponde a (3.57), se muestra en la figura (3.8):

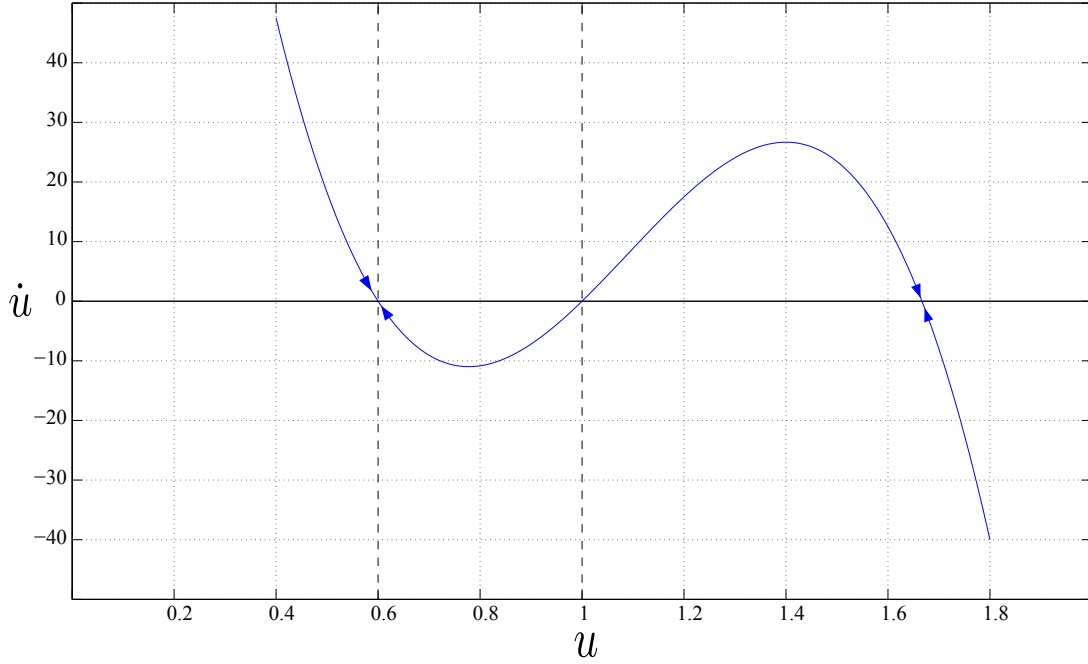


Figura 3.8: Sistema de fase mínima.

La Figura (3.8) muestra la estabilidad de la dinámica cero donde se observa que los puntos de equilibrio $U_{2,3}$ son localmente estables, por lo tanto el sistema es de fase mínima cuando la salida es $y = z_1$.

3.4. Enfoque de pasividad: Convertidor Buck-Boost

El sistema lagrangiano se puede expresar de manera matricial de la siguiente forma:

$$D(z)\dot{z} + \mathcal{C}(z, \dot{z})z + \mathcal{R}z = \mathcal{M}u \quad (3.59)$$

Para demostrar que el convertidor es pasivo, se utiliza la definición (3.4) quedando el sistema lagrangiano así:

$$D(z)\dot{z} + (1 - u)\mathcal{J}(z, \dot{z})z + \mathcal{R}z = \mathcal{M}u \quad (3.60)$$

Donde:

$$D = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}, \quad \mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathcal{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}, \quad \mathcal{M} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Su función de almacenamiento es:

$$\mathcal{H} = \frac{1}{2}z^T D z \quad (3.62)$$

Aplicando la derivada sobre (3.62), queda:

$$\dot{\mathcal{H}} = z^T D \dot{z} + \frac{1}{2}z^T \dot{D} z \quad (3.63)$$

De (3.60) se despeja $D\dot{z}$, así:

$$D\dot{z} = \mathcal{M}u - (1 - u)\mathcal{J}z - \mathcal{R}z \quad (3.64)$$

Reemplazando (3.64) en (3.63), se obtiene:

$$\dot{\mathcal{H}} = z^T [\mathcal{M}u - (1 - u)\mathcal{J}z - \mathcal{R}z] + \frac{1}{2}z^T \dot{D} z \quad (3.65)$$

Reorganizando la ecuación anterior, queda:

$$\dot{\mathcal{H}} = \frac{1}{2}z^T \left[\dot{D} - 2(1 - u)\mathcal{J} \right] z - z^T \mathcal{R}z + z^T \mathcal{M}u \quad (3.66)$$

Donde $\left[\dot{D} - 2(1 - u)\mathcal{J} \right]$ es antisimétrica, por lo tanto su forma matricial cuadrática es igual a cero y se puede eliminar el término de la ecuación anterior. Quedando:

$$\dot{\mathcal{H}} \leq u\mathcal{M}^T z - z^T \mathcal{R}z \quad (3.67)$$

La anterior ecuación demuestra la desigualdad de pasividad donde la potencia almacenada en el convertidor es menor que la potencia que se relaciona entrada-salida y la que se disipa en $-z^T \mathcal{R}z < 0$. Se genera un mapa pasivo $\sum : u \rightarrow \mathcal{M}^T z$, que relaciona la entrada - salida del sistema.

Control No Lineal

4.1. Linealización exacta por realimentación de estados

Antes de definir la ley de control por linealización exacta por realimentación de estados (sus siglas en inglés, FSFL), es necesario partir de

Definición 4.1. (Corchete de Lie). Sea f, g dos campos vectoriales continuamente diferenciables; se define el corchete de Lie como [29]:

$$[f, g] = ad_f g = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \quad (4.1)$$

La aplicación sucesiva de dichos corchetes esta dada por:

$$ad_f^k g := [f, ad_f^{k-1} g] \quad (4.2)$$

Para todo $k \geq 0$. Siendo $ad_f^0 g := g$

Definición 4.2. (Derivada de Lie). Dada una función C^1 escalar no lineal $h(x) : \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}$, la derivada a lo largo de los campos vectoriales de f y g se define como [26],[29]:

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) \quad (4.3)$$

Donde $L_f h(x) : \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}$ es una función comprendida como la tasa de cambio de h a lo largo del campo vectorial f .

$$L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} g(x) \quad (4.4)$$

Donde $L_g h(x) : \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}$. Su segunda derivada se denota como:

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial L_f h}{\partial x} g(x) \quad (4.5)$$

Definición 4.3. (Grado estrictamente relativo). Se dice que un sistema no lineal tiene grado relativo γ en el punto $x_o \in U$, si [29]:

$$\begin{aligned} L_g L_f^i h(x) &= 0 \quad \forall x \in U, i = 0, \dots, \gamma - 2 \\ L_g L_f^{\gamma-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Esta definición es compatible con el caso usual del grado relativo para sistemas lineales siendo el exceso de polos sobre ceros.

La ley de control realimentada del sistema no lineal tiene la siguiente forma general:

$$u = \frac{-L_f^\gamma h(x) + v}{L_g L_f^{\gamma-1} h(x)} \quad (4.7)$$

A partir de las ecuaciones del modelo promediado del Buck-Boost (3.48) y (3.49), se arman las matrices $f(z)$ y $g(z)$, quedando como sigue:

$$f(z) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} z_2 \\ -\frac{1}{C} z_1 - \frac{1}{RC} z_2 \end{bmatrix}, \quad g(z) = \begin{bmatrix} \frac{(E-z_2)}{L} \\ \frac{1}{C} z_1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Tomando $h(x) = z_1$, se aplica las derivadas de Lie respectivas así:

$$\begin{aligned} L_f h(x) &= \frac{z_2}{L} \\ L_g h(x) &= \frac{(E-z_2)}{L} \neq 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

El sistema es de orden $n = 2$, y usando como salida a z_1 se genera un grado relativo $\gamma = 1 < n$; por lo tanto se debe encontrar una nueva función de salida $w(x)$ cuyo grado relativo γ sea igual al orden del sistema n , generando una transformación al sistema no lineal en un sistema lineal completamente controlable.

A partir del conjunto del campo vectorial formado de manera general por :

$$D = \{g(z), ad_f g(z), \dots, ad_f^{n-2} g(z)\} \quad (4.10)$$

Se forma la siguiente ecuación diferencial parcial:

$$\frac{\partial w(z)}{\partial z} [g(z), ad_f g(z), \dots, ad_f^{n-2} g(z)] = 0 \quad (4.11)$$

La expresión anterior quedará simplemente formada por $g(x)$ al ser de orden $n = 2$, por lo tanto la ecuación diferencial en derivadas parciales, queda:

$$\frac{\partial w(z)}{\partial z} = \frac{\partial w(z)}{\partial z_1} \left(\frac{E-z_2}{L} \right) + \frac{\partial w(z)}{\partial z_2} \left(\frac{1}{L} z_2 \right) = 0 \quad (4.12)$$

De manera sencilla se procede a solucionar la ecuación diferencial de primer orden homogénea. Se utiliza un cambio de variable:

$$\frac{dw(z)}{ds} = \frac{\partial w(z)}{\partial z_1} \left(\frac{dz_1}{ds} \right) + \frac{\partial w(z)}{\partial z_2} \left(\frac{dz_2}{ds} \right) = 0 \quad (4.13)$$

Donde $\frac{dz_1}{ds} = \frac{E-z_2}{L}$ y $\frac{dz_2}{ds} = \frac{1}{L}z_2$. Al ser homogénea decimos que:

$$\frac{dw}{ds} = 0 \quad (4.14)$$

Al integrar nos queda:

$$w = F(c_1) \quad (4.15)$$

Donde esta nueva función F tiene una constante c_1 que depende de la nueva variable s . Por lo tanto:

$$L \frac{dz_1}{(E - z_2)} = C \frac{dz_2}{z_1} \quad (4.16)$$

Integrando en ambos lados:

$$\frac{L}{2} z_1^2 + c_1 = \frac{C}{2} (E - z_2)^2 \quad (4.17)$$

$$c_1 = \frac{C}{2} (E - z_2)^2 - \frac{L}{2} z_1^2 \quad (4.18)$$

Al tener la constante c_1 , se puede hacer el cambio de variable nuevamente para obtener $w(z)$, quedando la nueva salida como sigue:

$$y = w(z) = \frac{C}{2} (E - z_2)^2 - \frac{L}{2} z_1^2 \quad (4.19)$$

Ahora que se tiene la nueva salida, se procede a encontrar las derivadas de Lie para la transformación de coordenadas $\xi = \phi(z)$:

$$\begin{aligned} L_f w(z) &= -E z_1 + \frac{z_2^2 - E z_2}{R} \\ L_f^2 w(z) &= -\frac{E}{L} z_2 + \frac{(R z_1 + z_2)(E - 2 z_2)}{R^2 C} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$L_g L_f w(z) = -\frac{E(z_2 - E)}{L} + \frac{2 z_1 z_2 - E z_1}{R C}$$

Aplicando la transformación de coordenadas ϕ , se tiene:

$$\begin{aligned} \xi_1 &= \phi_1(z) = w(z) \\ \xi_2 &= \phi_2(z) = L_f w(z) \end{aligned} \quad (4.21)$$

Formándose un nuevo espacio de estados lineal transformado:

$$\dot{\xi} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \xi + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v \quad (4.22)$$

Siendo v la nueva variable de entrada en el sistema lineal transformado, seleccionada para realimentar los estados así:

$$v = K(e, \xi) = -(k_1 e + k_2 \xi_2) \quad (4.23)$$

El objetivo es diseñar una salida de control que permita a la salida seguir la referencia deseada, por lo tanto se crea la función de error así:

$$e(t) = r(t) - y(t) \approx 0, \forall t \geq t_o \quad (4.24)$$

Se quiere que la salida sea asintótica a la referencia, esto quiere decir que el error tiende a cero $e \rightarrow 0$, cuando $t \rightarrow \infty$ [25]. La función de error para el convertidor Buck-Boost queda como sigue:

$$e(t) = \frac{C}{2} [(E - V_{ref})^2 - (E - z_2)^2] - \frac{L}{2} (I_{ref}^2 - z_1^2) \quad (4.25)$$

De esta forma se puede armar v , así:

$$v = -k_2 \left[-E z_1 + \frac{z_2^2 - E z_2}{R} \right] - k_1 \left[\frac{C}{2} ((E - V_{ref})^2 - (E - z_2)^2) - \frac{L}{2} (I_{ref}^2 - z_1^2) \right] \quad (4.26)$$

Resolviendo a partir de $\dot{\xi}_2$ y reemplazando variables para encontrar la ley de control:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_2 &= v \\ L_f^2 w(z) + L_g L_f w(z) u &= v \end{aligned} \quad (4.27)$$

La ley de control realimentada para el sistema de segundo orden del convertidor Buck-Boost es:

$$u = \frac{-L_f^2 w(z) + v}{L_g L_f w(z)} \quad (4.28)$$

Para el cálculo de las constantes del controlador se parte de un polinomio deseado de segundo orden $\ddot{z} + 2\zeta\omega_n \dot{z} + \omega_n^2 z = 0$. Comparándolo con la señal de control queda $k_1 = \omega_n^2$, $k_2 = 2\zeta\omega_n$. La frecuencia natural del convertidor Buck-Boost esta dada por $\omega = 1/\sqrt{LC}$, por lo tanto se puede reescribir $k_1 = k/LC$, donde $k > 0$ es una constante positiva; además $k_2 = 2\zeta\sqrt{k_1}$. [30]

4.2. Control por planos deslizantes

Este método de control no lineal de estructura variable denominado control por planos deslizantes (sus siglas en inglés, SMC), se divide en dos etapas: La etapa de deslizamiento, que indica si la trayectoria esta cerca a la superficie S ($S = 0$); la segunda etapa llamada fase de alcanzabilidad, donde actúa una señal de control conmutada cuando la superficie es $S \neq 0$.

El espacio de estados para el modelo no lineal promediado es:

$$\dot{z} = f(z) + g(z)u \quad (4.29)$$

Se define una superficie basado en el error de seguimiento $z - z_d$, que cumpla las condiciones $S = 0$ y $\dot{S} = 0$ [20]:

$$S(z) = k_1(z_1 - z_{1d}) + k_2(z_2 - z_{2d}) \quad (4.30)$$

Donde k_1 y k_2 son ganancias positivas de diseño para el control. Se deriva la superficie de deslizamiento aplicando la derivada de Lie, quedando:

$$\frac{dS(z)}{dt} = L_f S(z) + L_g S(z)u \quad (4.31)$$

Donde $L_f S(z) = \frac{\partial S}{\partial z} f(z)$ y $L_g S(z) = \frac{\partial S}{\partial z} g(z)$.

Calculando estas derivadas para el convertidor Buck-Boost, se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{\partial S}{\partial z} f(z) &= \frac{k_1 RC z_2 + L k_2 (-z_1 R - z_2)}{LRC} \\ \frac{\partial S}{\partial z} g(z) &= \frac{k_1 C (E - z_2) + k_2 L z_1}{LC} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Existe una condición llamada condición de transversalidad que indica que $L_g S(z) \neq 0$ para que $\dot{S} = 0$; ya que si $L_g S(z) = 0$ indica ortogonalidad entre el producto escalar del campo vectorial $g(z)$ y el vector dS , es decir, $g(z)$ no tiene componente normal a S por lo tanto la superficie no es alcanzable. [31]

El instante en el que la trayectoria del estado se encuentre por fuera de la superficie de deslizamiento, para llevarlo de vuelta a la superficie se requiere una señal de control correctiva conmutada que permita identificar si el estado actual esta dentro o no del plano (superficie) deslizante. Por lo tanto el teorema de Lyapunov es aplicable para hallar dicha la ley de control correctiva, definiendo una función candidata de Lyapunov así:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (4.33)$$

Siendo su derivada $\dot{V} = S\dot{S}$ y cumpliendo que sea definida negativa $\dot{V} < 0$, se escoge una función correctiva así:

$$\dot{S} = -k_c Sgn(S) \quad (4.34)$$

Donde la función signo esta definida como:

$$Sgn(S) = \begin{cases} 1, & S > 0 \\ 0, & S = 0 \\ -1, & S < 0 \end{cases} \quad (4.35)$$

Por lo tanto acotando la derivada de la función V queda:

$$\dot{V} \leq -k_c Sgn(S) \quad (4.36)$$

Donde $-k_c Sgn(S) < 0$. Siendo k_c una ganancia positiva, cumpliendo la condición de alcanzabilidad $S\dot{S} < -k_c \|z\|$. De esta manera se garantiza una ley de control que es asintóticamente estable, partiendo desde (4.31) se tiene:

$$-k_c Sgn(S) = \frac{\partial S}{\partial z} f(z) + \frac{\partial S}{\partial z} g(z)u \quad (4.37)$$

La ley de control u se forma a partir de:

$$u = - \left(\frac{\partial S}{\partial z} g(z) \right)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial z} f(z) + k_c Sgn(S) \right) \quad (4.38)$$

Desarrollando el proceso matemático y reemplazando (4.32) en (4.38) la ley de control queda como sigue:

$$u = - \frac{(RLCk_c Sgn(S) + k_1 RCz_2 - Lk_2(z_1 R + z_2))}{R(k_1 C(E - z - 2) + k_2 Lz_1)} \quad (4.39)$$

4.3. Control Basado en Pasividad Estándar

Ya se demostró en la sección (3.4), que el convertidor Buck-Boost es un sistema pasivo. A partir de esta teoría de pasividad se procede a obtener una ley de control realimentada basada en la dinámica del error, que se denomina control basado en pasividad (sus siglas en inglés, PBC).

Se requiere de una función de almacenamiento basado en el error como sigue:

$$\mathcal{H}_d = \frac{1}{2} e^T D e \quad (4.40)$$

Donde $e = z - z_d$, es el error de seguimiento; siendo z_d el valor de referencia deseado. Para este caso se utiliza como salida z_{1d} .

Partiendo de (3.60) se reemplaza $z = e + z_d$, quedando:

$$D(\dot{e} + \dot{z}_d) + (1 - u)\mathcal{J}(e + z_d) + \mathcal{R}(e + z_d) = \mathcal{M}u \quad (4.41)$$

Haciendo algunos pasos matemáticos se organiza la ecuación como sigue:

$$D\dot{e} + (1 - u)\mathcal{J}e + \mathcal{R}e = \phi \quad (4.42)$$

Donde $\phi = \mathcal{M}u - D\dot{z}_d - (1 - u)\mathcal{J}z_d - \mathcal{R}z_d$.

El objetivo de control es hallar un ϕ tal que $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$. Por lo tanto se crea un mapa pasivo basado en el error $\sum_e : \phi \rightarrow e$.

Entonces se elige a ϕ :

$$\phi = -\mathcal{K}e \quad (4.43)$$

Donde:

$$\mathcal{K} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad k_1 > 0 \quad (4.44)$$

Reemplazando (4.43) en (4.42), se tiene:

$$D\dot{e} + (1 - u)\mathcal{J}e + (\mathcal{R} + \mathcal{K})e = 0 \quad (4.45)$$

Derivando la función de almacenamiento deseada mostrada en (4.40), se obtiene:

$$\dot{\mathcal{H}} = e^T D\dot{e} + \frac{1}{2}e^T \dot{D}e \quad (4.46)$$

Se despeja en función de $D\dot{e}$ de (4.45), para reemplazar en (4.46), quedando como sigue:

$$\dot{\mathcal{H}} = \frac{1}{2}e^T \left[\dot{D} - 2(1 - u)\mathcal{J} \right] e - e^T (\mathcal{R} + \mathcal{K})e^T \quad (4.47)$$

La expresión $e^T \left[\dot{D} - 2(1 - u)\mathcal{J} \right] e$, muestra un balance de energía que ocurre en el convertidor y esta forma cuadrática es antisimétrica por este motivo se puede eliminar de la ecuación, logrando llegar a la desigualdad de pasividad:

$$\dot{\mathcal{H}} \leq -e^T (\mathcal{R} + \mathcal{K})e^T \quad (4.48)$$

Si $(\mathcal{R} + \mathcal{K}) = (\mathcal{R} + \mathcal{K})^T > 0$, siendo $(\mathcal{R} + \mathcal{K})$ matriz simétrica, se puede decir que el sistema es asintóticamente estable.

La demostración de la sección (3.3), muestra que $z_1 = I_L$ como salida presenta un comportamiento de fase mínima, lo que permite garantizar la estabilidad indirecta del voltaje de salida del convertidor y por lo tanto garantizar que la dinámica interna del sistema funcione de manera estable.

Si $z_{1d} = I_{ref}$, siendo una constante positiva su derivada entonces será $\dot{z}_{1d} = 0$. La siguiente ecuación tiene en cuenta los estados deseados para la ley de control:

$$\mathcal{M}u - D\dot{z}_d - (1 - u)\mathcal{J}z_d - \mathcal{R}z_d = -\mathcal{K}e \quad (4.49)$$

Reemplazando las matrices de la ecuación anterior se tiene:

$$\begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{z}_{1d} \\ \dot{z}_{2d} \end{bmatrix} - (1 - u) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1d} \\ z_{2d} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1d} \\ z_{2d} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} e \quad (4.50)$$

Tomando la primera línea de (4.50) queda:

$$Eu + (1 - u)z_{2d} = -k_1e \quad (4.51)$$

Despejando u de la anterior ecuación, se obtiene la ley de control no lineal por pasividad como se observa en la siguiente ecuación:

$$u = - \frac{(k_1(z_1 - z_{1d}) + z_{2d})}{E - z_{2d}} \quad (4.52)$$

Donde la constante k_1 debe ser estrictamente positiva y mayor que cero. Ahora se toma los términos de la segunda línea de (4.50), quedando:

$$-C\dot{z}_{2d} - (1 - u)z_{1d} - \frac{1}{R}z_{2d} = 0 \quad (4.53)$$

Reemplazando la ley de control en (4.53) y haciendo algunos procedimientos matemáticos la dinámica remanente del sistema es:

$$\dot{z}_{2d} = - \frac{1}{RC}z_{2d} - \frac{z_{1d}(E + k_1(z_1 - z_{1d}))}{C(E - z_{2d})} \quad (4.54)$$

CAPÍTULO 5

Resultados y discusión.

Este capítulo presenta los resultados de la investigación, con una sección que muestra un modelo sencillo pero explicativo acerca de una microred en DC, además del análisis comparativo de las técnicas de control no lineal bajo condiciones de simulación acoplado al sistema de generación eólica; una sección experimental con la aplicación física de un convertidor reductor-elevador y por último una discusión final de los resultados.

5.1. Micro-red DC

Las microredes en DC permiten simplificar el modelo dinámico con respecto a las microredes en AC. El conjunto de nodos $\mathcal{N} = \{1, 2, 3...N\}$ representa el tipo de terminal: Voltaje constante (\mathcal{V}), Resistencia constante (\mathcal{R}) y Potencia constante (\mathcal{P}). El conjunto de ramas $\mathcal{E} = \mathcal{N} \times \mathcal{N}$ representa las líneas que permiten interconectar los nodos de la microred, asumiendo que es resistiva. Por tanto, el recíproco de la resistencia (Conductancia) esta asociada a la rama $1/r_k$, donde $k \in \mathcal{E}$.

El maestro denominado nodo de voltaje constante es la principal estación de conversión y el que mantiene el voltaje del bus DC dentro de la microred en la configuración maestro-esclavo. Los convertidores de los nodos de potencia y resistencia se denominan esclavos. Los denominados terminales de resistencia constante son cargas lineales. También se encuentran los nodos de paso que son nodos sin carga o generación de energía.

La matriz de admitancia G está dada por:

$$\begin{pmatrix} I_{\mathcal{V}} \\ I_{\mathcal{R}} \\ I_{\mathcal{P}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{\mathcal{V}\mathcal{V}} & G_{\mathcal{V}\mathcal{R}} & G_{\mathcal{V}\mathcal{P}} \\ G_{\mathcal{R}\mathcal{V}} & G_{\mathcal{R}\mathcal{R}} & G_{\mathcal{R}\mathcal{P}} \\ G_{\mathcal{P}\mathcal{V}} & G_{\mathcal{P}\mathcal{R}} & G_{\mathcal{P}\mathcal{P}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{\mathcal{V}} \\ V_{\mathcal{R}} \\ V_{\mathcal{P}} \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

Donde V_V es el voltaje del maestro e I_R viene dado por (5.2):

$$I_R = -D_{RR} \cdot V_R \quad (5.2)$$

Donde D_{RR} es una matriz diagonal semidefinida positiva. Al reducir el tamaño del conjunto de ecuaciones algebraicas de (5.2), se obtiene (5.3) así:

$$I_R = G_{RV} \cdot V_V + G_{RR} \cdot V_R + G_{RP} \cdot V_P \quad (5.3)$$

Reemplazando (5.3) en (5.2), se resuelve en función de V_R quedando como se muestra en (5.4), el cual representa la red en estado estacionario.

$$V_R = -(D_{RR} + G_{RR})^{-1} \cdot (G_{RV} \cdot V_V + G_{RP} \cdot V_P) \quad (5.4)$$

La ecuación no lineal asociada a terminales de potencia se muestra en (5.5):

$$I_P = \text{diag}(V_P)^{-1} \cdot P_P \quad (5.5)$$

Donde I_P está dada por:

$$I_P = G_{PV} \cdot V_V + G_{PR} \cdot (D_{RR} + G_{RR})^{-1} \cdot \dots \cdot (G_{RV} \cdot V_V + G_{RP} \cdot V_P) + G_{PP} \cdot V_P \quad (5.6)$$

La ecuación (5.5) puede ser escrita como sigue:

$$P_P = \text{diag}(V_P) \cdot (J_P + B_{PP} \cdot V_P) \quad (5.7)$$

Con

$$J_P = (G_{PV} + G_{PR} \cdot (D_{RR} + G_{RR})^{-1} \cdot G_{RV}) \cdot V_V$$

$$B_{PP} = G_{PR} \cdot (D_{RR} + G_{RR})^{-1} \cdot G_{RP}$$

Resolviendo en función de V_P de (5.7), la solución está dada por:

$$V_P = B_{PP}^{-1} \cdot (\text{diag}(V_P)^{-1} \cdot P_P - J_P) \quad (5.8)$$

Por lo tanto, para resolver (5.8) se debe verificar la unicidad del modelo usando algún método como lo es el teorema de punto fijo de Banach, dicha solución permite observar el punto de equilibrio del sistema dinámico de la microrred. Para profundizar en el tema del modelo de la microrred se recomienda ver [32].

5.2. Resultados de simulación

Se hace uso del software *MATLAB/Simulink*, para las simulaciones de las diferentes técnicas de control aplicadas en el convertidor DC-DC reductor-elevador, así como del sistema de generación eólica acoplado al convertidor, con un tiempo de simulación de 1[s].

Como se mostró en el capítulo 2, el controlador de ángulo de inclinación (pitch angle) permite mantener la velocidad nominal cortando las velocidades superiores, de esta manera regula la potencia entregada al sistema, por ende se asume para esta sección de simulaciones que la velocidad nominal es constante ya que se está controlando la potencia de salida del convertidor que se acopla a la microred en DC, mas no la variación absorbida de potencia que entrega el sistema turbina-generator. Se necesitaría un método de seguimiento del punto máximo de potencia (sus siglas en inglés, MPPT) para absorber la máxima potencia del generador eólico ante cada variación de viento como lo es la técnica *perturb and observe*, pero esto conllevaría tener una configuración de control diferente, como tener un rectificador controlado para el lado del generador y el convertidor DC para el acople a la micro-red.

Los métodos de control no lineal implementados en el convertidor reductor-elevador se aplican en el lazo de corriente promedio de inductor, que como se ha hecho énfasis en capítulos anteriores esta variable permite que el sistema sea de mínima fase y garantice su estabilidad interna e indirectamente controle el voltaje de salida. La figura (5.1), muestra el esquema general del convertidor reductor-elevador con sus lazos de control.

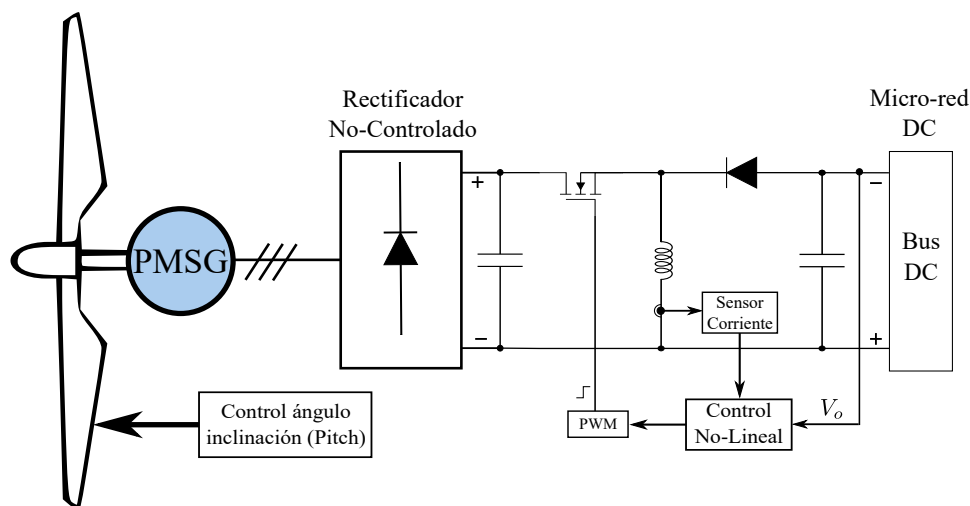


Figura 5.1: Esquema general de configuración del sistema.

El bus en DC se deja con un valor de 48[V], por lo tanto los cálculos del convertidor se desarrollan pensados en mantener este voltaje promedio de salida, haciendo claridad que la topología del convertidor es inversor, por lo tanto se tomará su valor negativo durante el proceso de simulación para los controladores. Además teniendo en cuenta que son variables fáciles de medir, no se utiliza observador para el diseño del controlador. Las ecuaciones y los parámetros de diseño del convertidor se muestran en la tabla (5.1):

PARÁMETRO	ECUACIÓN	VALOR
Frecuencia conmutación (F_s)	—	30 [kHz]
Voltaje entrada (V_{in})	—	208 [V]
Voltaje Salida (V_o)	—	-48 [V]
Inductor (L)	—	701 [μH]
Capacitor (C)	—	470 [μF]
Ciclo trabajo	$u = \frac{V_o}{(V_o - V_{in})}$	0.1875
Corriente prom. inductor	$I_L = \frac{u}{(1-u)^2} \frac{V_o}{R}$	16.95 [A]
Corriente de rizado inductor	$\Delta I = \frac{V_{in} u}{F_s L}$	1.8545 [A]
Corriente máxima de inductor	$I_{Lmax} = I_L + \Delta I/2$	17.8772
Corriente mínima de inductor	$I_{Lmin} = I_L - \Delta I/2$	16.0228
Voltaje de rizado	$\Delta V_o = \frac{u}{F_s C} \frac{V_o}{R}$	-0.1824 [V]

Tabla 5.1: Parámetros convertidor.

5.2.1. FSFL

Partiendo de la ley control por linealización exacta entrada-salida por realimentación de estados (sus siglas en inglés, FSFL) mostrada en (4.28), y eligiendo el valor de las constantes del controlador teniendo en cuenta lo dicho al final de la sección (4.1), se tiene $k_1 = 2.8449e6$, $k_2 = 4.9082e4$. La figura (5.2), muestra la gráfica del comportamiento de la variable a controlar con respecto a su referencia deseada:

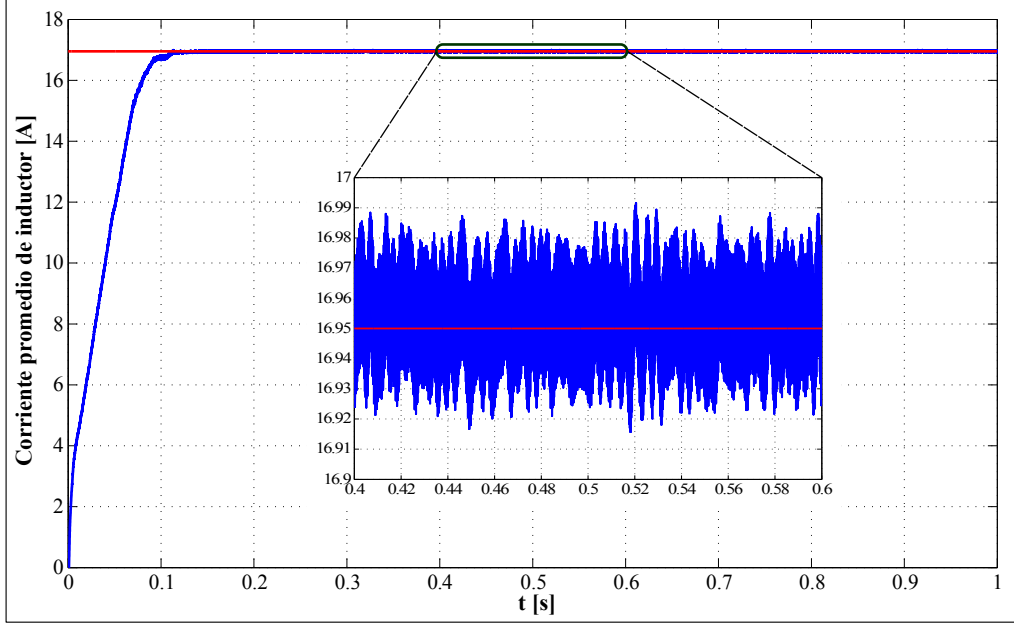


Figura 5.2: Corriente promedio de inductor

El tiempo de establecimiento de la señal es de $0.11[s]$, además como se observa en el zoom presentado en la Figura (5.2) la corriente promedio presenta unas oscilaciones considerablemente grandes. Por tanto se elige una métrica para calcular el error en estado estacionario entre la señal de referencia y la variable controlada, usando el error cuadrático medio, así:

$$e_{ss} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Rd_i - Y_i)^2 \quad (5.9)$$

La Figura (5.3.a) muestra la gráfica del error cuadrático medio con un valor de error en estado estacionario de aproximadamente $3.0760e - 4$. Como muestra la Figura (5.3.b) la señal del ciclo de trabajo presenta un comportamiento inadecuado debido a sus grandes oscilaciones lo que puede causar pérdidas por conmutación en el MOSFET, aumentos de temperatura y por ende dañar la onda del PWM al momento de una implementación física.

La figura (5.3.c), indica la estabilización indirecta del voltaje de salida mostrando un buen comportamiento sin sobreimpulsos en la señal, e igual que en el caso de la corriente promedio presenta un tiempo de estabilización de $0.11[s]$.

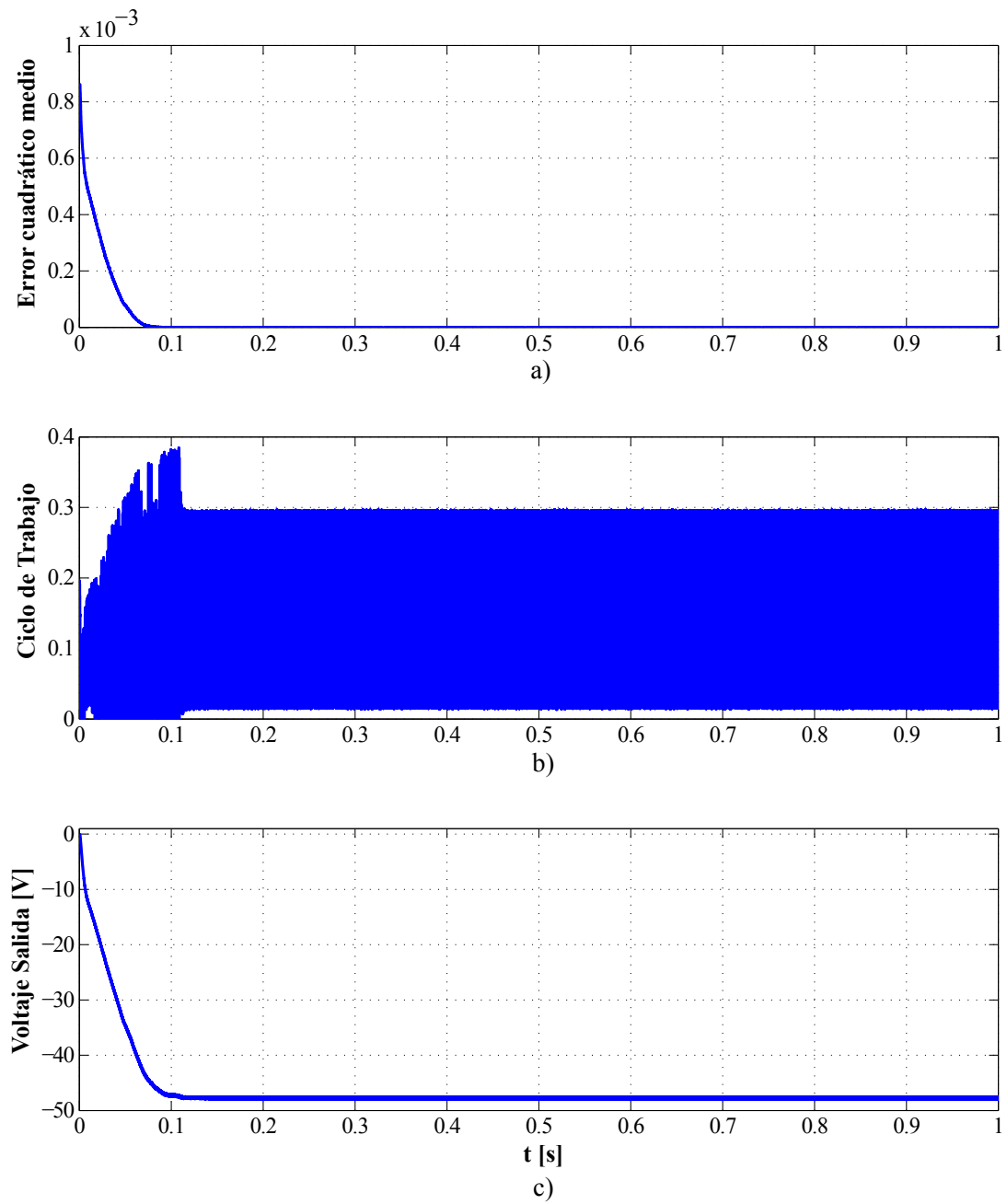


Figura 5.3: FSFL. a) Error cuadrático medio. b) Ciclo de trabajo. c) Voltaje de salida convertidor.

5.2.2. SMC

Se procede a desarrollar la simulación con el caso de control por planos deslizantes (SMC). Como se vio en la sección (4.2), la ley de control desarrollada en (4.39), corresponde a esta técnica y la figura (5.4) muestra el comportamiento de la corriente promedio de inductor. Las constantes de diseño del controlador son: $k_c = 0.96485$, $k_1 = 0.060072$ y $k_2 = 0.09517$.

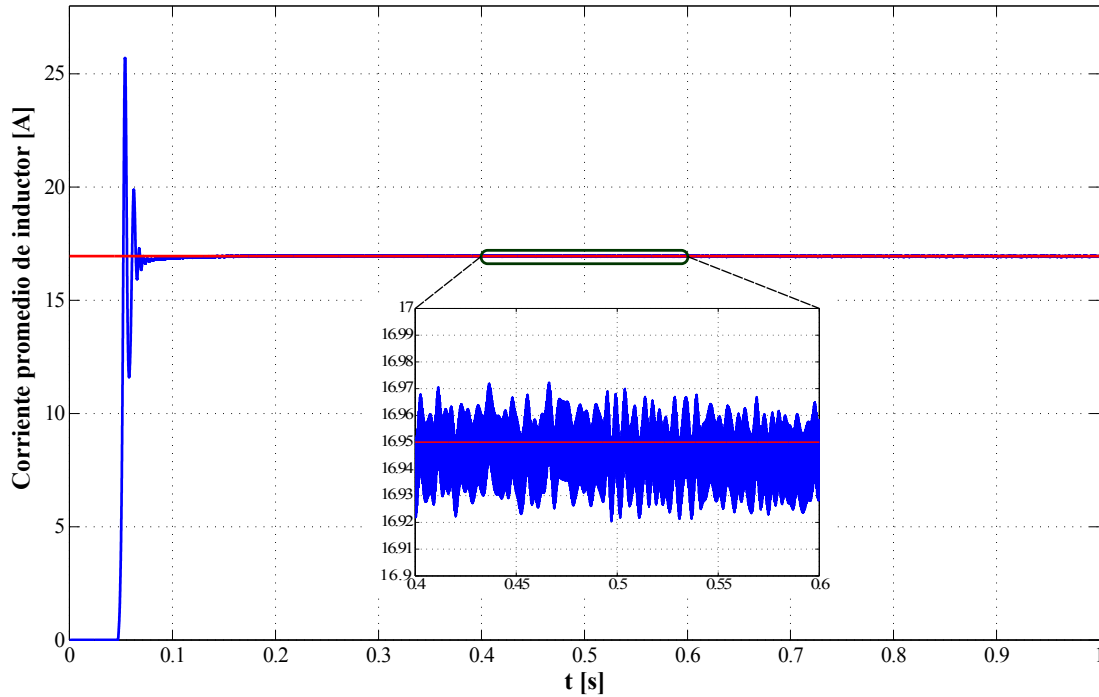


Figura 5.4: Referencia y Corriente promedio de inductor.

La figura (5.4), muestra el comportamiento de la variable a controlar con SMC y como se puede observar presenta un sobreimpulso inicial que supera el 25 % del valor deseado, este estado transitorio presenta oscilaciones hasta un tiempo de establecimiento de 0.14 [s]. Como se ve en el zoom que se hace en estado estacionario, muestra micro-oscilaciones de alta frecuencia (*efecto chattering*) causado por la función signo del plano deslizante, que pueden generar perturbación si queda mal planteada la ley de control.

El error cuadrático medio es calculado a partir del estado estacionario y estable de la señal y tiene un valor de $2.3722e-4$, su gráfica es mostrada en la Figura (5.5.a). El ciclo de trabajo mostrado en la Figura (5.5.b) a diferencia del caso anterior (linealización exacta), presenta una señal que no está saturada, que es estable y sin mucho ruido presente por el efecto chattering, lo que genera confianza al momento de pensar en su implementación.

física. Por último el voltaje de salida del convertidor mostrado en la figura (5.5.c) se estabiliza en 0.085 [s] ya que no presenta tanta oscilación en estado transitorio, como en la corriente promedio de inductor.

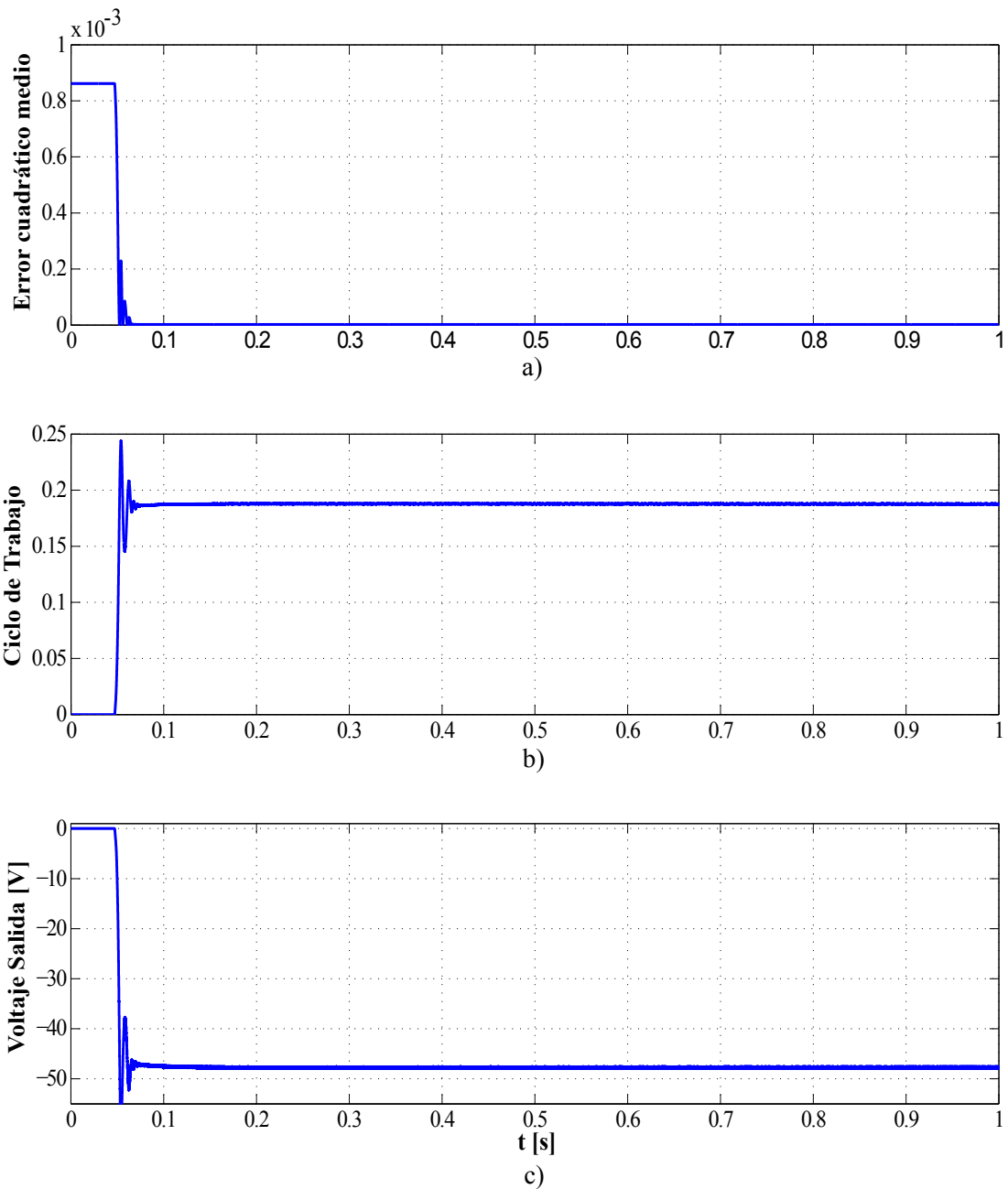


Figura 5.5: SMC. a) Error cuadrático medio. b) Ciclo de trabajo. c) Voltaje de salida convertidor.

5.2.3. PBC estándar

Las ecuaciones (4.52) y (4.54), mostradas en la sección (4.3), dan forma a la ley del controlador basado en pasividad (sus siglas en inglés, PBC). Para este diseño se cuenta con una constante de control $k_1 = 0.0007$. La figura (5.6) muestra la referencia y la corriente controlada.

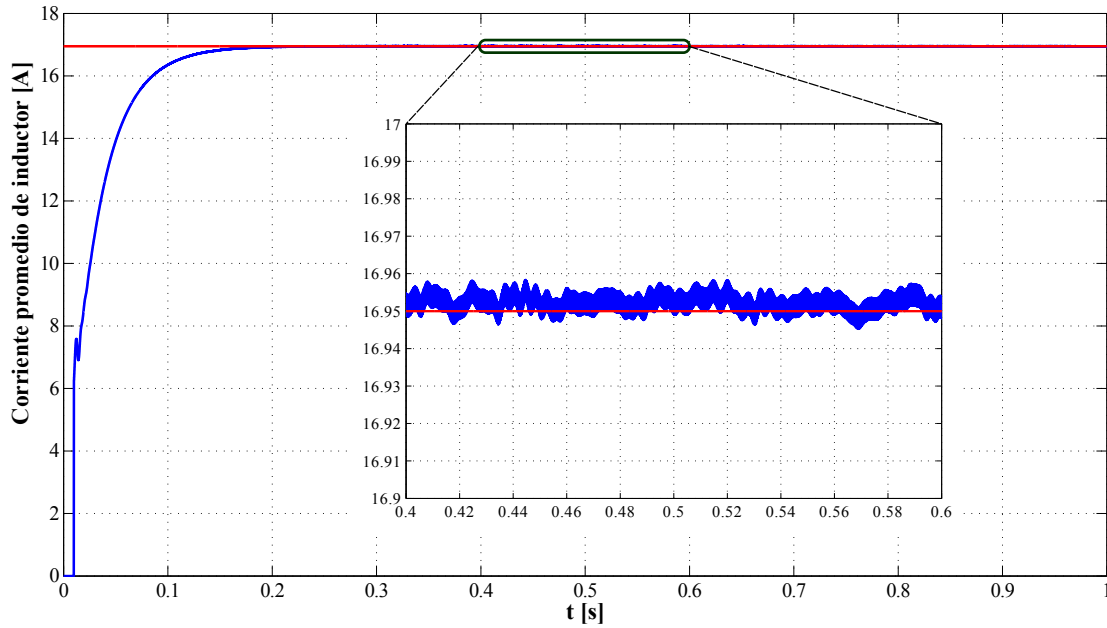


Figura 5.6: PBC, corriente promedio de inductor

La figura anterior muestra un tiempo de establecimiento de $0.22[s]$, sin sobreimpulsos ni oscilaciones en estado transitorio, observando un buen comportamiento de la señal controlada y por ende garantizando el buen desempeño del controlador basado en pasividad.

La figura (5.7.a) muestra la curva del error cuadrático medio de la corriente promedio con respecto a su referencia deseada, teniendo un valor de error en estado estacionario de $7.1846e - 06$. El ciclo de trabajo mostrado en la Figura (5.7.b) tiene un tiempo de establecimiento de $0.01[s]$, además se ve como la curva no presenta oscilaciones en estado transitorio permitiendo así un mejor desempeño en el PWM que actuará en el MOSFET. El voltaje de salida se puede observar en la Figura (5.7.c) con un tiempo de establecimiento de $0.18[s]$.

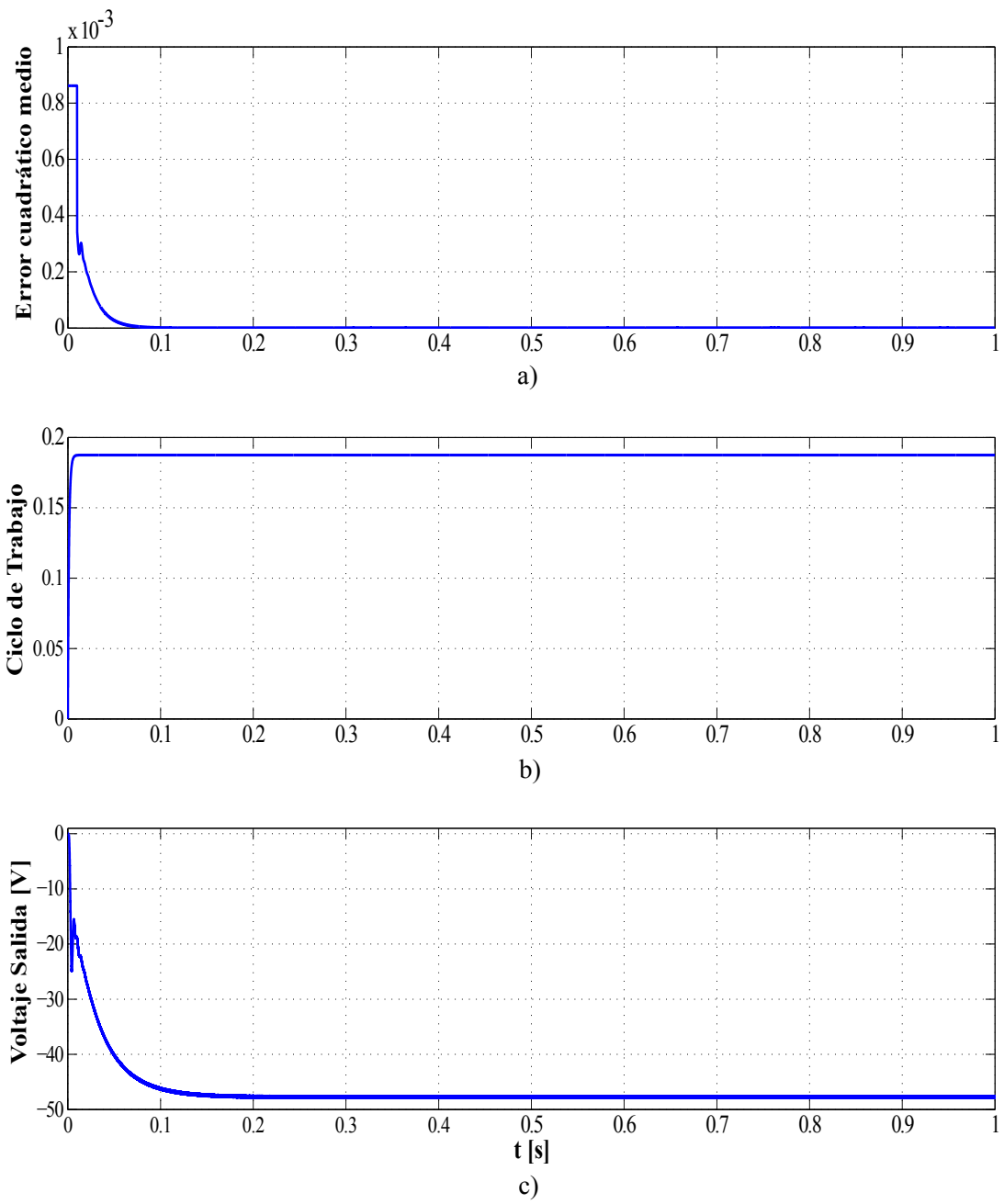


Figura 5.7: PBC. a) Error cuadrático medio. b) Ciclo de trabajo. c) Voltaje de salida convertidor.

5.2.4. Análisis de datos de simulación.

La tabla (5.2), muestra la comparación del error de estado estacionario y el tiempo de establecimiento entre las diferentes técnicas de control no-lineal propuestas.

MÉTODO	ERROR e_{ss} [A]	T. ESTABLECIMIENTO [s]
Control por linealización exacta	$3.0760e - 4$	0.11
Control por planos deslizantes	$2.3722e - 4$	0.14
Control basado en pasividad	$7.1846e - 6$	0.19

Tabla 5.2: Comparación de datos.

A pesar de que el controlador basado en pasividad presenta un tiempo de estabilización mayor, las gráficas del PBC mostradas anteriormente indican lo bien que permite regular la dinámica interna del convertidor por esto su comportamiento funciona de manera adecuada y su valor de error en estado estacionario demuestra la superioridad de la técnica en comparación con los otros dos métodos.

5.3. Análisis datos reales.

En esta sección se muestran los resultados de un prototipo de baja potencia de un convertidor reductor-elevador, siendo el enfoque principal el comportamiento de las técnicas de controladores en el sistema. La tabla (5.3) muestra los valores de los componentes y las variaciones en el voltaje de salida para evaluar el desempeño del controlador.

PARÁMETRO	VALOR
Frecuencia conmutación (F_s)	25 [kHz]
Voltaje entrada (V_{in})	12 [V]
Voltajes Salidas (V_o)	-5, -8 [V]
Corriente Prom (I_L)	0.1042, 0.1961
Inductor (L)	701 [μH]
Capacitor (C)	220 [μF]
Tiempo de Muestreo (h)	$4e - 5$ [s]

Tabla 5.3: Diseño convertidor real.

Como se vio en la Sección 5.2, el control basado en pasividad mostró mejor desempeño entre las técnicas no lineales, por ende se decide implementar el algoritmo de esta técnica embebido en una plataforma de desarrollo de software de código abierto y hardware libre llamada *Beaglebone Black*. Esta plataforma permite el uso del lenguaje de programación *python*, el cual es un lenguaje interpretado y dinámico. La figura (5.8), muestra la tarjeta *Beaglebone Black* con la disposición de los pines.

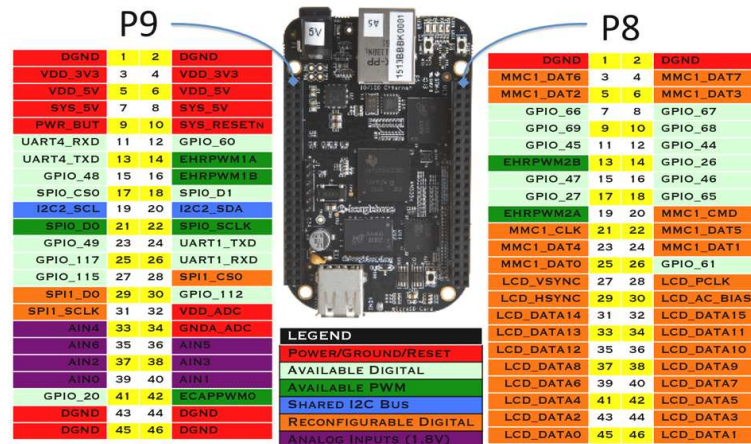


Figura 5.8: Beaglebone Black, disposición de pines.

Para la toma de datos de resultados se hace uso de una tarjeta de adquisición USB-6218 conectada con *LabView*, lo que permite ver las gráficas del comportamiento de las pruebas. La figura (5.9) muestra la tarjeta mencionada.



Figura 5.9: Tarjeta USB-6218.

5.3.1. Diseño sensor de corriente

El control se hace por el lazo de corriente promedio de inductor (I_L), por lo tanto, primero se diseña el sensor de corriente, este se implementa a través de amplificadores operacionales. La siguiente figura muestra el diagrama del sensor.

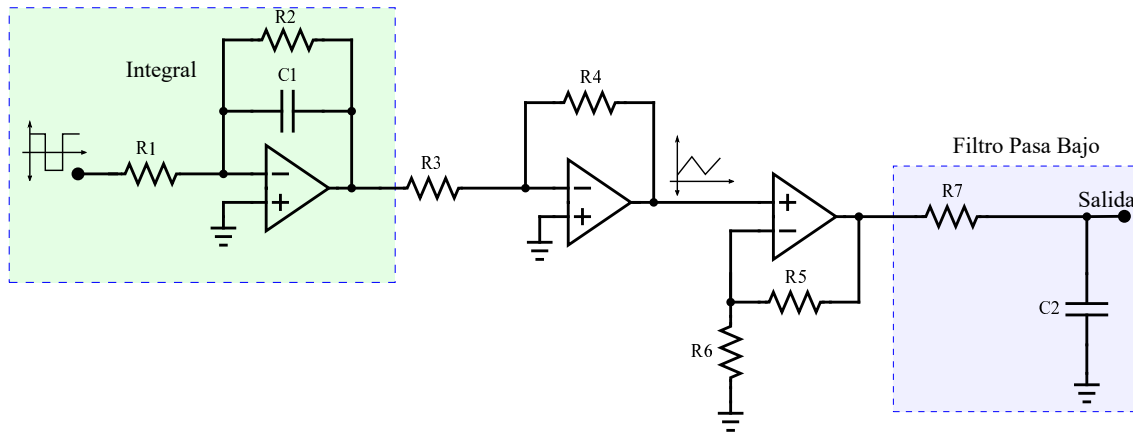


Figura 5.10: Esquema circuito, sensor de corriente.

La anterior figura muestra inicialmente un amplificador operacional configurado como integral, se toma la señal de voltaje en el inductor la cual es cuadrada y modulada a la frecuencia de conmutación del MOSFET. La configuración de la integral es inversora, por lo tanto se escala a través de un amplificador inversor que permite mover la señal a rangos positivos.

La figura (5.11) permite observar una prueba en lazo abierto de la señal triangular.

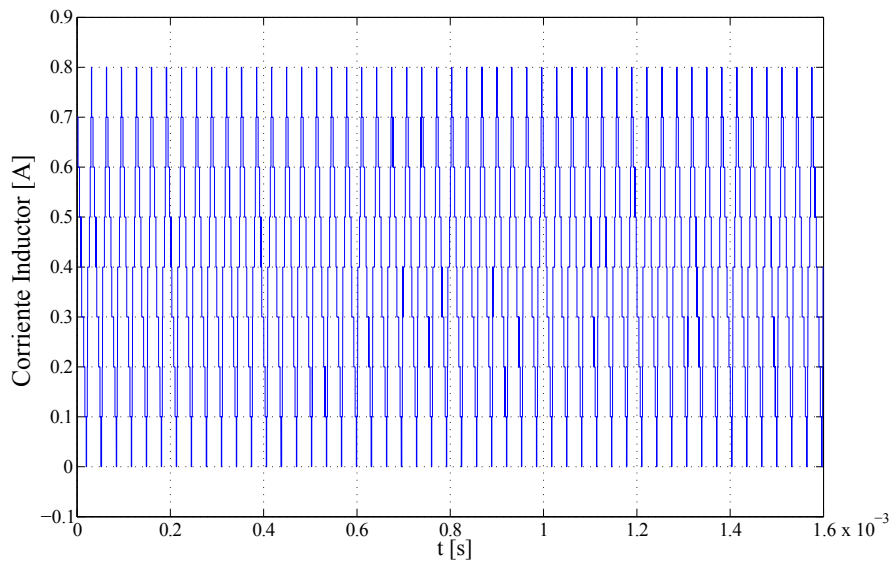


Figura 5.11: Prueba de la toma de datos de corriente.

Retomando con el esquema de la Figura (5.10), el tercer amplificador esta configurado

como un "no inversor", ya que los valores reales son pequeños y es necesario escalarlos para no perder resolución en el conversor análogo-digital, a su vez saturar su salida debido que la entrada análoga de la tarjeta *Beaglebone Black* no puede superar 1.8 voltios. Finalmente se tiene un filtro pasa bajo que permite encontrar la señal de corriente promediada con la finalidad de cerrar el lazo con el controlador.

5.3.2. Pruebas control lineal

En la industria es ampliamente usado el control PI (Proporcional-Integral) ó PID (Proporcional-Integral-Derivativo) debido a la facilidad del algoritmo en cuanto a su implementación ya sea en autómatas programables (PLC), microcontroladores, entre otras plataformas. Gracias a la popularidad de este controlador lineal se decide calcular la ecuación en diferencias para el algoritmo de esta técnica embebido en la *beaglebone*.

Primero se escribe la ecuación del controlador con la transformada Z, así:

$$C(z) = \frac{K_p - K_p z^{-1} + K_i h z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.10)$$

Se hace uso del operador de retardo quedando:

$$C(q) = \frac{C_o + C_1 q^{-1}}{1 - q^{-1}} \quad (5.11)$$

Donde $C_o = K_p$ y $C_1 = K_i h - K_p$. Siendo h el tiempo de muestreo.

La ley de control es $u[k] = C(q)e[k]$, quedando entonces la ecuación en diferencias como se muestra en la siguiente ecuación:

$$u[k] = u[k - 1] + C_o e[k] + C_1 e[k - 1] \quad (5.12)$$

Se proceden hacer 2 pruebas experimentales donde los valores de referencia para la corriente promedio de inductor son: 0.1024 – 0.1961 [A]. Se sabe que el voltaje de salida debe ser negativo por la topología del convertidor, pero se muestran los valores en el lado positivo por cuestiones de comodidad en la visualización.

La figura (5.12) muestra un valor de referencia de corriente de 0.1024 [A], el cuál tiene que generar un control indirecto en el voltaje de salida estableciéndolo en 5 [V].

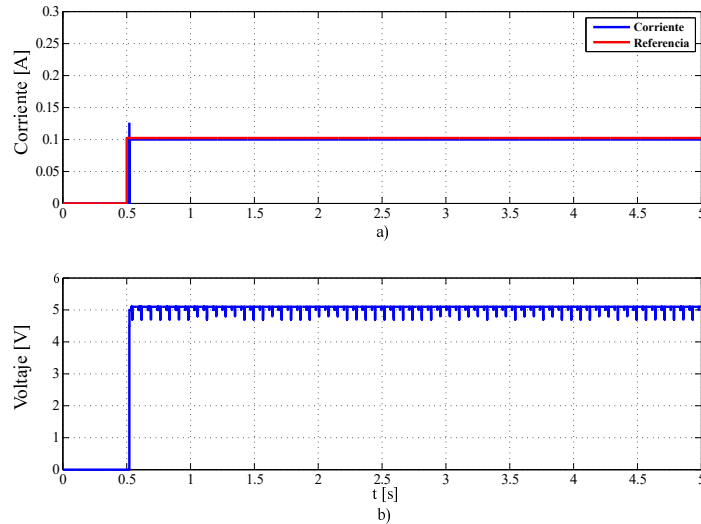


Figura 5.12: Control PI: a) Salida controlada vs Referencia. b) Voltaje de salida.

La figura anterior, permite observar un buen comportamiento del control PI, a pesar de su sobrepaso en la señal de corriente (ver Figura (5.12.a)). Su seguimiento a la referencia deseada presenta un buen desempeño y el error en estado estacionario es de 0.0014 [A].

La referencia 2, es de 0.1961 [A] y su voltaje equivale a 8 voltios. La figura (5.13) muestra el comportamiento del PI en este valor de referencia.

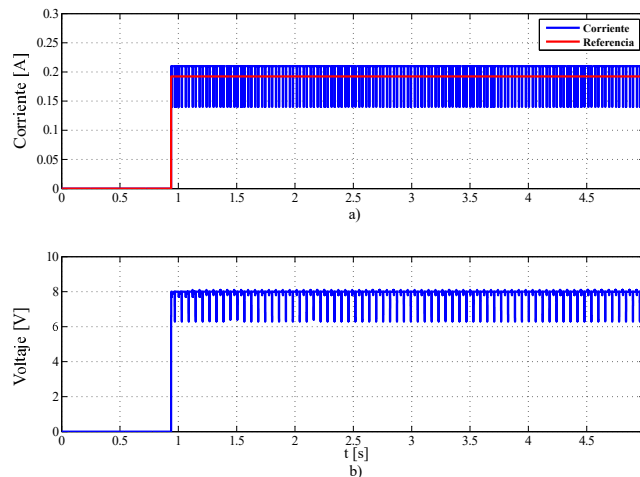


Figura 5.13: Control PI referencia 2: a) Salida controlada vs Referencia. b) Voltaje de salida.

La figura (5.13.a) muestra una señal controlada muy contaminada por oscilaciones,

esto quiere decir que su oscilación va a presentar indirectamente problemas en la señal de voltaje aumentando su ΔV_o . El error en estado estacionario es de 0.0101 [A], lo que indica tener mas error en este valor de referencia que en el anterior experimento, mostrando fallas en el comportamiento del controlador lineal.

El algoritmo en *python* se puede observar en el Anexo A.1.

5.3.3. Prueba real PBC

El control no lineal abarca un rango de estabilidad más amplio que el caso lineal, por lo tanto el experimento realizado con esta técnica (PBC) permite cambios de referencias. La figura (5.14), muestra 2 cambios de referencia para la corriente promedio de inductor.

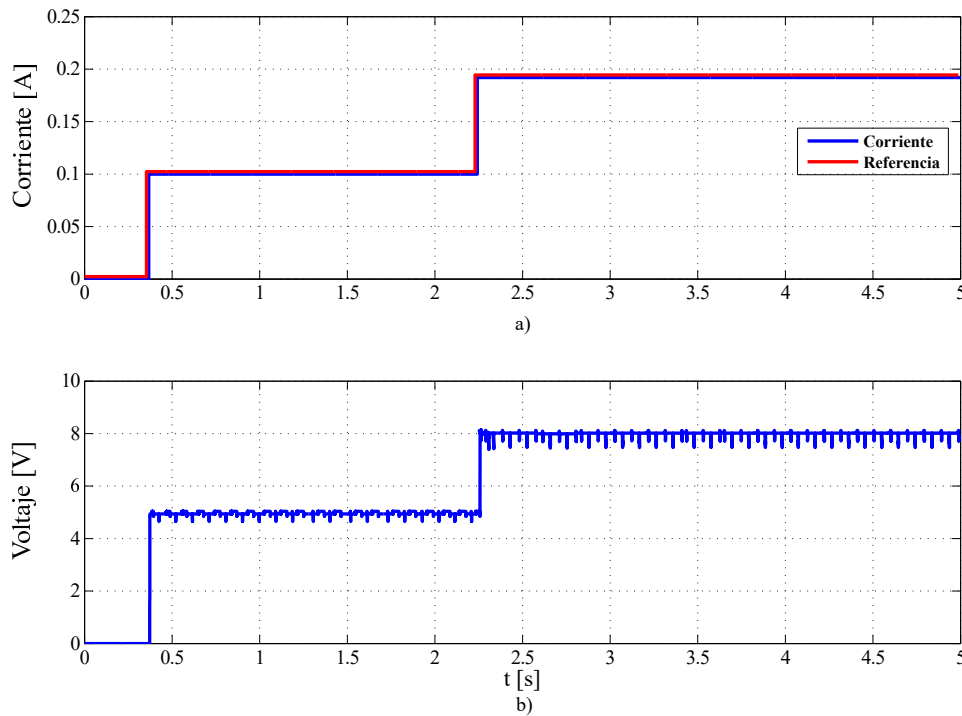


Figura 5.14: Control basado en pasividad: a) Corriente promedio vs Referencia. b) Voltaje salida.

Como se puede observar de la figura anterior, el desempeño del controlador basado en pasividad es muy superior a las pruebas experimentales mostradas en la sección 5.3.2. El error en estado estacionario que presenta este método es de 0.0001 [A] para ambas referencias. Considerando que la corriente es la variable mas rápida y esto puede ser un punto en contra al momento de controlar, un criterio adicional para concluir con el comportamiento del sistema de control es el tiempo de estabilización que tiene un valor de

0.01 [ms], indicando la robustez de esta técnica no lineal no solo para seguir la referencia, sino en cuanto a la estabilización que como se muestra en la Figura (5.14.a) no presenta oscilaciones a pesar de su velocidad para alcanzar el estado estable.

La estabilidad indirecta del voltaje de salida del convertidor mostrada en la Figura (5.14.b) presenta pequeñas oscilaciones debido al rizado de voltaje ΔV_o y a pesar de que la influencia del control no está en directa conexión con esta variable garantiza un buen comportamiento.

La figura (5.15) muestra una pequeña toma de datos de la forma de onda triangular de la corriente, este zoom está hecho para verificar que la señal se encuentre en perfectas condiciones ante el funcionamiento del control basado en pasividad, además tiene un periodo equivalente al periodo de conmutación del convertidor de $4e-5$ [s] lo que permite concluir que la dinámica interna conserva su modo de conducción continua.

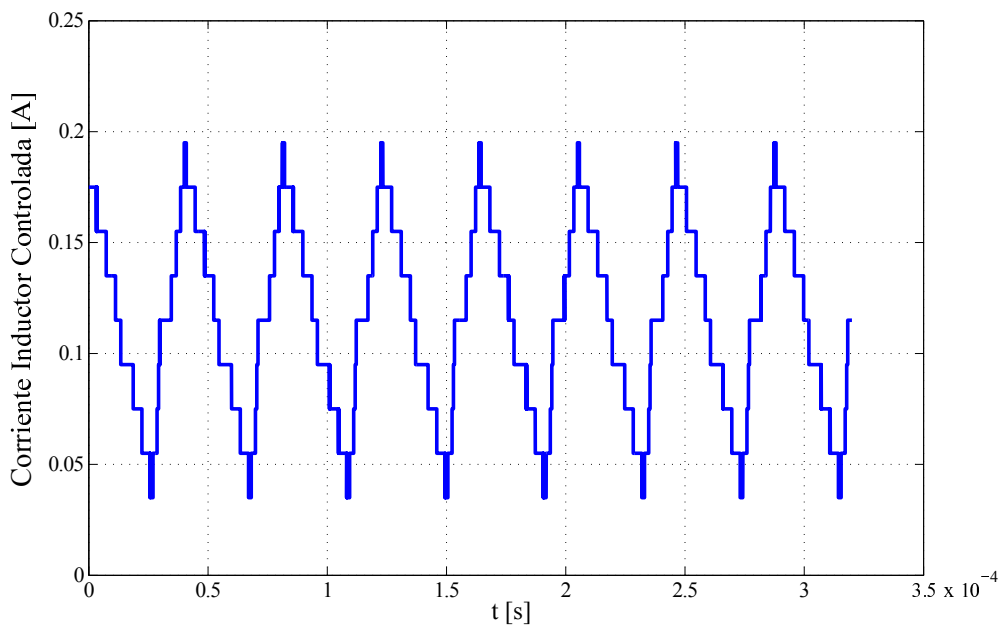


Figura 5.15: Corriente Inductor

En el Anexo A.2 se puede encontrar el algoritmo para esta técnica de control, además en el Anexo B se encuentran fotografías del montaje real.

Conclusiones y Recomendaciones

Un sistema de generación eólica a pequeña escala es viable para interconexión con microredes en DC, como se demuestra en la etapa de simulaciones donde se interconecta el generador a través del convertidor reductor-elevador. Esta etapa de control denominado control primario cumple con el objetivo de garantizar la estabilidad del bus DC y la inyección de potencia a la microred. El análisis presentado en este documento no contiene un seguidor de máximo punto de potencia (MPPT, por sus siglas en inglés), solo contiene el controlador para el ángulo de inclinación (pitch angle), que permite cortar la generación de energía a un valor específico en por unidad (p.u.). Teniendo en cuenta que el control local para el nodo de la turbina eólica ya se encuentra desarrollado, una recomendación que permite la mejora de esta investigación es avanzar a un control secundario y terciario para la inclusión de mejores controladores centralizados que se comuniquen entre nodos para la creación de una microred mas estable e inteligente.

El análisis no lineal presentado del convertidor reductor-elevador permite ampliar el panorama en cuanto a su dinámica interna (dinámica cero) del convertidor gracias al estudio de fase mínima y no-mínima. Otro dato importante es el modelo desde el punto de vista de la energía, tal como lo es la dinámica Euler-Lagrange que permite llevar el modelo al concepto de pasividad. En esta investigación se usa la teoría de pasividad estándar (PBC-estándar) partiendo del lagrangiano, siendo una primera aproximación a la teoría que sugiere para futuros trabajos partir del Hamiltoniano para profundizar en mejores técnicas de pasividad como lo es el IDA-PBC (Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control).

Todas las técnicas de control no lineal propuestas en la investigación presentaron muy buen comportamiento bajo condiciones de simulación, cada una analizada a través del error en estado estacionario y el tiempo de establecimiento de la señal a controlar. La técnica por linealización exacta presentó un buen desempeño en términos de estabilidad de la

corriente de inductor pero su señal de ciclo de trabajo se encontraba con demasiadas oscilaciones, lo que influyo en descartarla para la implementación física. El control por planos deslizantes (SMC) y el control por pasividad (PBC) fueron los que mejor se comportaron, finalmente seleccionándose el (PBC) para su implementación real debido a su facilidad en la ecuación y obviamente teniendo en cuenta los resultados obtenidos en las simulaciones.

Con respecto a la implementación real del convertidor se tienen las siguientes conclusiones:

- Dada la ubicación del transistor MOSFET canal N en el convertidor, se dificulta su conmutación ya que es el surtidor el que lleva la carga. Este inconveniente se resuelve con un circuito adicional llamado *Bootstrapping*, que permite la facilidad en la conmutación del lado alto del MOSFET de canal N.
- Hay muchas técnicas de sensado de corriente, pero se optó por la estrategia más sencilla que radica en implementar un circuito con amplificadores operaciones, iniciando su acondicionamiento al tomar una muestra de voltaje en inductor y pasarlo por un integrador que permite hallar la forma de onda triangular de la corriente en inductor, que ayudo en la visualización del comportamiento del convertidor.
- La plataforma de desarrollo *Beaglebone Black* tiene grandes ventajas en cuanto a la forma de programación entre esas cabe destacar el lenguaje de programación *python*, que tiene un manejo muy cómodo de sus pines de entrada salida (GPIO). Además su buena capacidad de procesamiento de datos permitió la toma de datos por su entrada análoga con un periodo de muestreo muy rápido, sin afectar la ejecución del controlador.

Este trabajo deja dos artículos en proceso de publicación en conferencia:

- "*Master-Slave Operation of DC Microgrids: An Adaptive Control Approach with Estimation*". Colombian Conference in Automatic Control (CCAC) 2019. 15-18 Oct 2019. Medellín, Colombia.
- "*Passivity-Based Control for a Buck-Boost Converter Applied in Small Wind Generation Interconnected to DC Microgrid*". Colombian Conference in Automatic Control (CCAC) 2019. 15-18 Oct 2019. Medellín, Colombia.

Anexos

Código: Python Controladores

A.1. Control PI

```
import Adafruit_BBIO.PWM as PWM
#PWM.start(channel, duty, freq=2000, polarity=0)
#duty values are valid 0 (off) to 100 (on)
import Adafruit_BBIO.ADC as ADC
import time
from time import sleep
ADC.setup()

Ref=0.1024
ek=0
ek1=0
uk1=0
C1=0.1025
C2=0.0245

while True:
    Value=ADC.read("P9_33")
    Sensor=Value*1.8
    ek=Ref-Sensor
    #PI
    u= C1*ek + C2*ek1 +uk1
    uk1=u
    ek1=ek
```

```

duty=u*100

if duty > 68:
    duty=68
if duty < 52:
    duty=52

PWM.start("P9_14",duty,25000)
#sleep(0.1)
if ek<0.00015 :
    print 'Error estado estacionario: ', ek
    sleep(2)
    break

```

A.2. Control Basado en Pasividad

```

import Adafruit_BBIO.PWM as PWM
#PWM.start(channel, duty, freq=2000, polarity=0)
#duty values are valid 0 (off) to 100 (on)
import Adafruit_BBIO.ADC as ADC
import time
from time import sleep
ADC.setup()

Ref=0.1024
K=0.5012
z2d=-5.0
vin=12.0
while True:
    Value=ADC.read("P9_33")
    Sensor=Value*1.8
    ek=Ref-Sensor
    # ControlPasividad
    u=(z2d-(K*ek))/(z2d-vin)

    duty=u*100

    if duty > 68:
        duty=68
    if duty < 52:
        duty=52

```

```
PWM.start("P9_14", duty, 25000)
#sleep(0.1)
if ek < 0.00015 :
    print 'Error estado estacionario: ', ek
    sleep(2)
    break
```

ANEXO B

Capturas pruebas reales

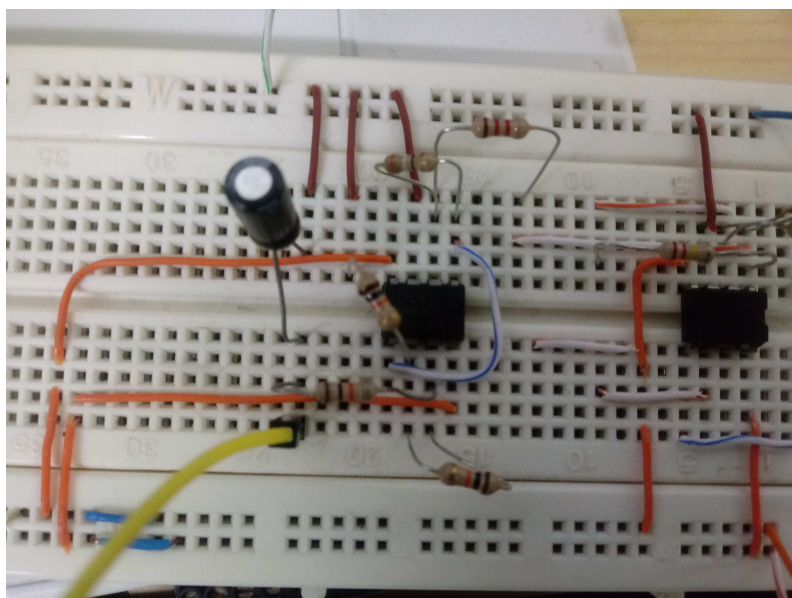


Figura B.1: Sensor de corriente.

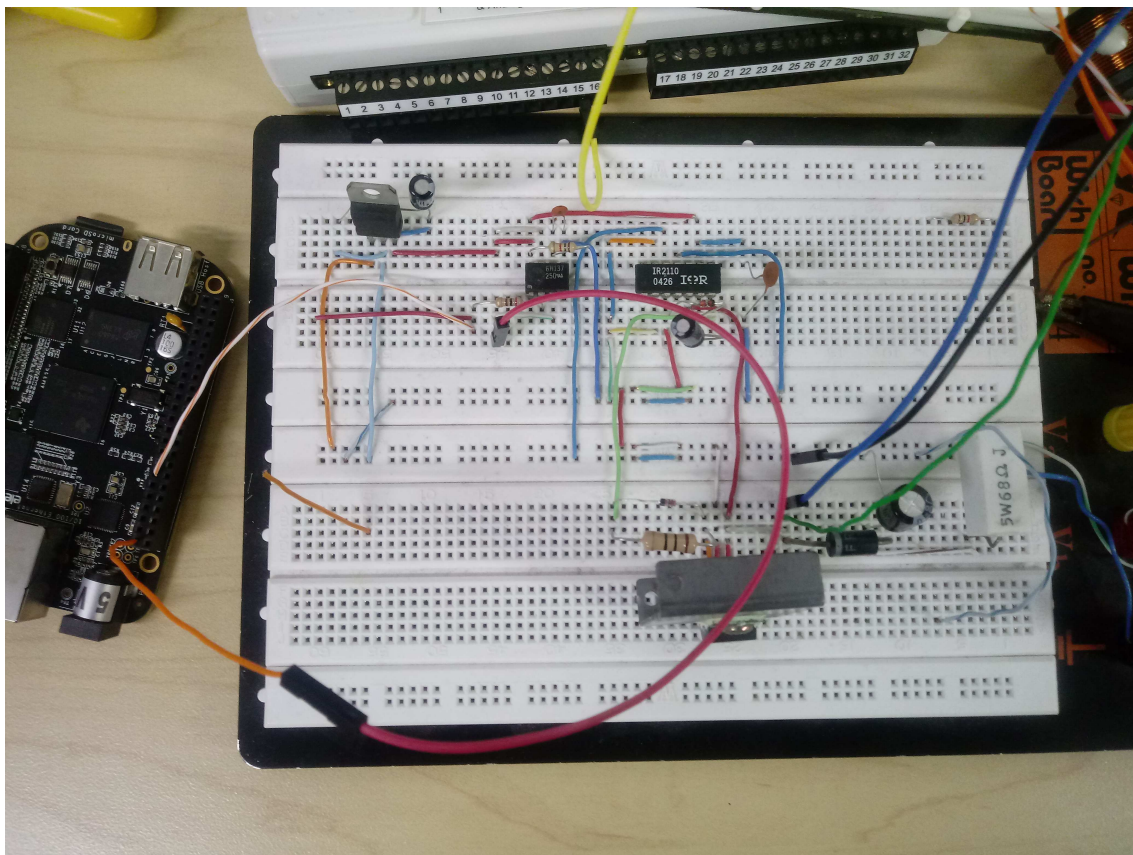


Figura B.2: Prototipo Convertidor.

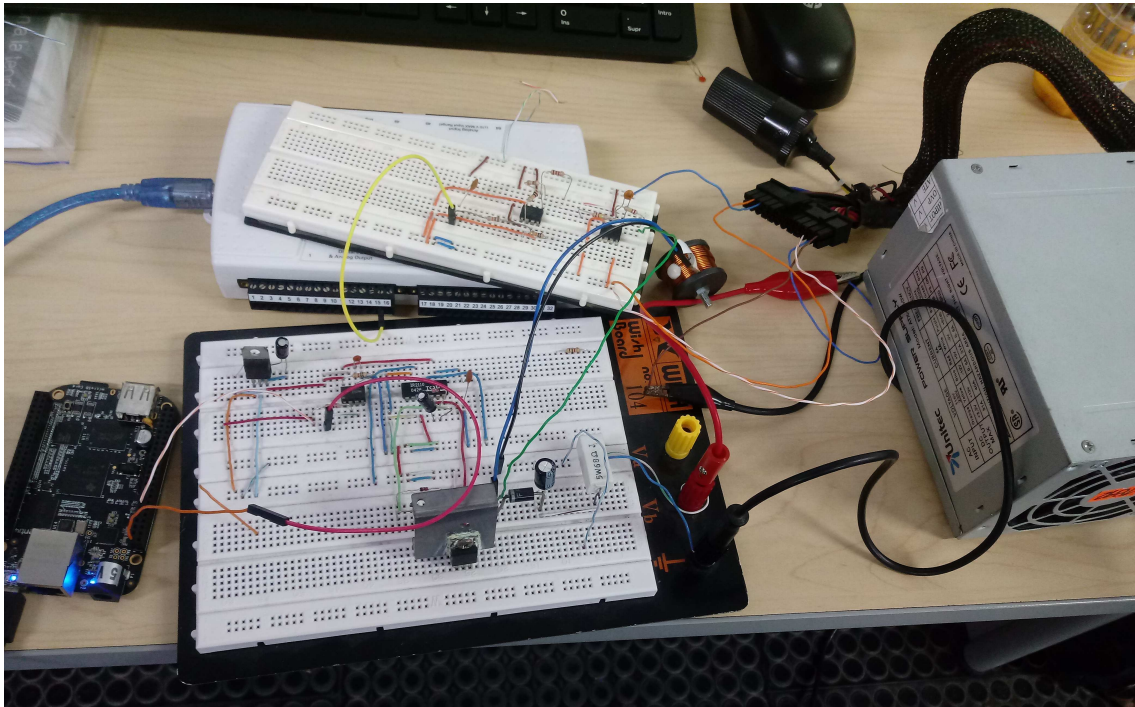


Figura B.3: Prototipo Convertidor lazo cerrado.

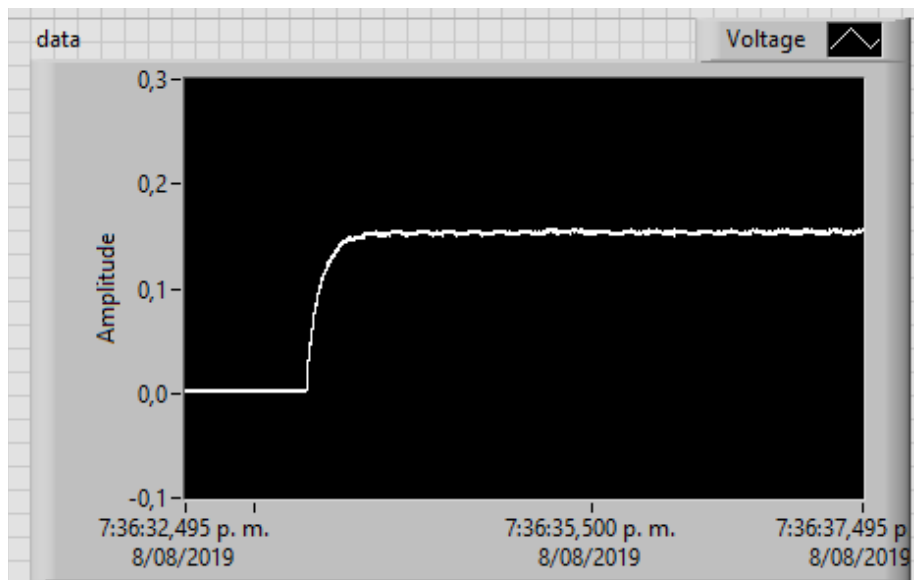


Figura B.4: Gráfica de Labview, control PBC.

Bibliografía

- [1] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, P. Garcia, F. Briz, and D. D. Reigosa, "Control of a Small Wind Turbine in the High Wind Speed Region," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016.
- [2] G. Shi, Z. Wang, M. Zhu, X. Cai, and L. Yao, "Variable Speed Control of Series-Connected DC Wind Turbines Based on Generalized Dynamic Model," in *2nd IET Renewable Power Generation Conference (RPG)*, Beijing, 2013.
- [3] R. Torres Olguin, A. Garces, and G. Bergna, *HVDC Transmission for Offshore Wind Farms*. Green Energy and Technology: Springer, Singapore, 2014, pp. 289–310.
- [4] F. Obeidat, X. Lie, and L. Yongdong, "Simulation of grid connected HVDC offshore wind farm topologies," in *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2013.
- [5] U. M. Choi, K. B. Lee, and F. Blaabjerg, "Power electronics for renewable energy systems: Wind turbine and photovoltaic systems," *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 1–8, 2012. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6477249>
- [6] E. Giraldo and A. Garces, "An adaptive control strategy for a wind energy conversion system based on pwm-csc and pmsg," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, no. 3, pp. 1446–1453, May 2014.
- [7] N. A. Orlando, M. Liserre, R. A. Mastromauro, and A. Dell'Aquila, "A survey of control issues in pmsg-based small wind-turbine systems," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013.
- [8] A. V. Kumar, A. M. Parimi, and K. U. Rao, "Investigation of small PMSG based wind turbine for variable wind speed," in *2015 International Conference on Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering, RDCAPE 2015*, 2015.

- [9] M. Yin, G. Li, M. Zhou, and C. Zhao, "Modeling of the wind turbine with a permanent magnet synchronous generator for integration," in *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, PES*, 2007.
- [10] K. A. Naik and C. P. Gupta, "Fuzzy logic based pitch angle controller for SCIG based wind energy system," in *2017 Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering, RDCAPE 2017*, 2018.
- [11] L. Nouredine, A. Hafaifa, and A. Kouzou, "Rotor fault diagnosis of SCIG-wind turbine using hilbert transform," in *2017 9th IEEE-GCC Conference and Exhibition, GCCCE 2017*, 2018.
- [12] O. Anaya-Lara, N. Jenkins, J. Ekanayake, P. Cartwright, and M. Hughes, *Wind Energy Generation: Modelling and Control*. John Wiley & Sons, 2009.
- [13] X. Hua, X. Hongyuan, and N. Li, "Control Strategy of DFIG Wind Turbine in Primary Frequency Regulation," in *13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2018.
- [14] V. R. Raju Rudraraju, C. Nagamani, and S. I. Ganesan, "A Control Strategy for Reliable Power Output from a Stand-alone WRIG with Battery-Supported DC Link," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.
- [15] R. Ben Ali, H. Schulte, and A. Mami, "Modeling and Simulation of a small Wind Turbine system based on PMSG generator," in *Evolving and Adaptive Intelligent Systems (EAIS)*, 2017.
- [16] D. Zammit, C. S. Staines, A. Micallef, and M. Apap, "Optimal Power Control for a PMSG Small Wind Turbine in a Grid-Connected DC Microgrid," in *5th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, Greece, 2018.
- [17] S. S. Gite and S. H. Pawar, "Modeling of Wind Energy System with MPPT Control for DC Microgrid," in *Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*. IEEE, 2017.
- [18] W. Hernandez, J. De Vicente, and O. Sergiyenko, "H-infinity loop-shaping control of a buck-boost converter," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, no. 3, 2010, pp. 1319–1323.
- [19] T. Arthi and V. Sivachidambaranathan, "Fuzzy Controlled Three Port Dc-Dc Converter Fed Dc Drive For Pv System," in *International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)*, Chennai, India, 2016, pp. 425–429.

- [20] H. Guldemir, “Modeling and Sliding Mode Control of DC-DC Buck-Boost Converter,” in *6th International Advanced Technologies Symposium (IATS’11)*, Elazığ, 2011, pp. 475–480.
- [21] H. Sira-Ramirez, “A geometric approach to pulse-width-modulated control design,” in *26th IEEE Conference on Decision and Control*. IEEE, 12 1987, pp. 1771–1776. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4049602/>
- [22] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza, *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*. Springer-Verlag London, 2008.
- [23] T. contractin. (2018, noviembre). [Online]. Available: <https://www.totemcontracting.com/how-much-energy-do-wind-turbines-produce/>
- [24] J. Jones. (2018, noviembre). [Online]. Available: <https://www.johnbrooks.ca/product/custom-spray-nozzle-solutions-research-effects-of-ice-on-wind-turbines/>
- [25] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, 2001.
- [26] Wassim M. Haddad VijaySekhar Chellaboina, *Nonlinear Dynamical Systems and Control: A Lyapunov-Based Approach*. Princeton University Press, 2008.
- [27] M. H. Rashid, *Electronica de Potencia circuitos, dispositivos y aplicaciones*, 3rd ed. Pearson Educación, 2004.
- [28] R. Ortega, A. Lor, J. Nicklasson, and H. Sira-Ram, *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. Springer, 1998.
- [29] S. Sastry, *Nonlinear Systems: Analysis, Stability and Control*. Springer-Verlag New York, 1999, vol. 10. [Online]. Available: <http://link.springer.com/10.1007/978-1-4757-3108-8>
- [30] D.-x. Shuai, “State feedback exact linearization control of Buck-Boost converter,” in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. IEEE, 11 2014, pp. 1490–1494. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7038085/>
- [31] S. Bacha, I. Munteanu, and A. I. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies*. London: Springer, 2014. [Online]. Available: <http://link.springer.com/10.1007/978-1-4471-5478-5>
- [32] A. Garces, “Uniqueness of the power flow solutions in low voltage direct current grids,” *Electric Power Systems Research*, vol. 151, pp. 149 – 153, 2017. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779617302298>